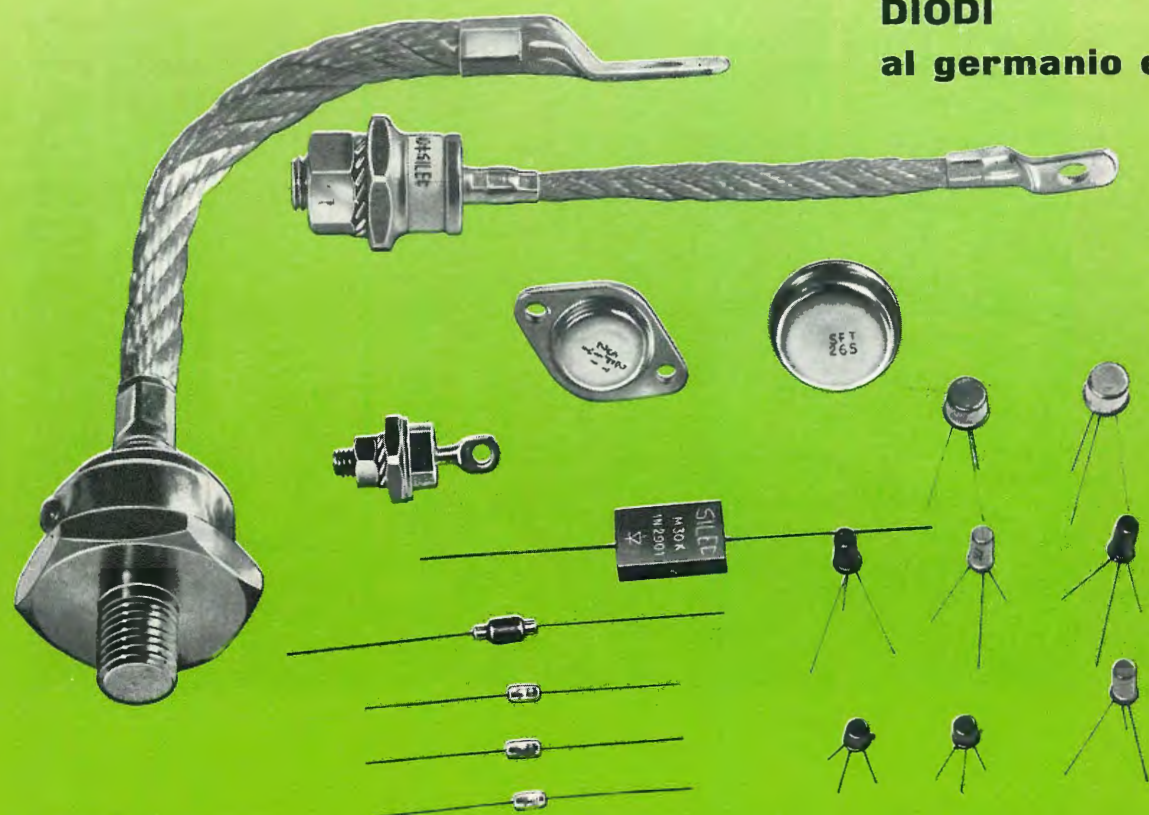
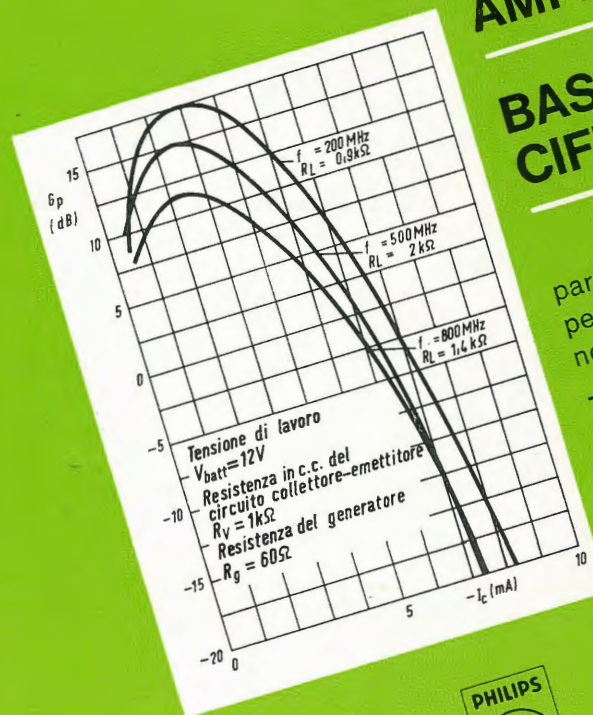
TV
l'antenna
ANNO XXXIX - GENNAIO 1967 - Gruppo III
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA
NUMERO
1
LIRE 500

dott. ing. Alessandro Banfi

Riparliamo del colore

Dall'epoca della conferenza internazionale di Oslo nel luglio scorso, col seguito delle sue... indecisioni circa le sorti della TV a colori europea, sulla televisione a colori è calata una cortina di silenzio.
Ma non si creda che ciò costituisca una stasi od una battuta d'arresto sugli sviluppi di questa tecnica. Tutt'altro. Nelle nazioni più importanti che hanno già fatto la scelta del sistema da adottare, Inghilterra, Germania, Francia, è in corso una intensa, silenziosa attività industriale, intesa a preparare la futura produzione in serie dei televisori a colori. E tutta una rete di scambi internazionali si sta tessendo per l'approvvigionamento iniziale dei vari componenti necessari nel primo periodo d'avvio della produzione.
Scuole specializzate e corsi accelerati d'istruzione sono sorti come funghi per la preparazione dei tecnici necessari, che sono ricercatissimi e disputatissimi fra le varie industrie che stanno ovviamente pianificando ed organizzando l'indispensabile servizio di assistenza tecnica per i futuri utenti di televisori a colori.
E' tutto un lavoro che si svolge in silenzio ma con grande impegno presso le maggiori industrie elettroniche europee: lavoro i cui risultati si manifesteranno nell'autunno di quest'anno, epoca in cui avranno inizio le trasmissioni regolari di TV a colori.
In Italia, dopo i noti orientamenti governativi, intesi a soprassedere per il momento ad ogni decisione relativa sia alla data d'inizio delle tramissioni a colori, sia alla scelta ufficiale definitiva del sistema da adottare, ci troviamo in presenza di una salutare battuta d'aspetto.
Dico salutare, perchè avremo fortunatamente modo di osservare con molto profitto i primi sviluppi e le prime reazioni derivanti dal comportamento pratico funzionale dei due sistemi in concorrenza PAL e SECAM, oltre che l'accoglienza riservata dal pubblico alla TV a colori.
Giungono infatti notizie dai quattro Paesi interessati al prossimo inizio regolare di trasmissioni di TV a colori, Inghilterra, Germania, Francia e URSS, di un'intensa attività di indagini sperimentali intese ad assodare le reali condizioni di ricezione nelle più dsparate località in relazione alle caratteristiche di propagazione dei segnali PAL e SECAM.
Ed attendiamo con comprensibile interesse ed impazienza i primi risultati di tali indagini.
Comunque, anche sotto questa particolare situazione, l'industria italiana non sta certamente con le mani in mano e sta esplicando anch'essa notevole azione di preparazione e di ricerca tecnologica nel settore dei televisori a colori.
E notevole è anche l'impegno dei tecnici TV per istruirsi ed aggiornarsi sulla tecnica della televisione a colori.

A.

dott. ing. Mario Fortuna

Appunti sui trasmettitori per televisione nella banda UHF*

L'articolo tratta certi problemi che si presentano durante la costruzione dei trasmettitori televisivi a frequenza ultra alta (470-960 MHz). Tenuto conto delle condizioni di irraggiamento di questa frequenza e del guadagno dovuto ai sistemi di antenne direzionali, la potenza di questi trasmettitori deve essere da 10 a 40 kW.
Queste potenze e queste frequenze toccano i limiti delle possibilità di applicazione dei tetrodi e dei triodi. La Philips ha costruito due trasmettitori a klystron per le potenze e le frequenze richieste. La descrizione del klystron da 10 kW a quattro cavità, il tubo YK 1001, è seguita da una esposizione che si riferisce alla regolazione e all'accordo dello stadio finale. Le quattro cavità sono accordate in modo che i filtri di soppressione della banda laterale diventano superflui nelle loro forme abituali. Il penultimo stadio comprende un tetrodo con griglie e massa e la sua esecuzione è fatta con la tecnica coassiale. Il modulatore fornisce la corrente di catodo a questo stadio e si distingue per la sua resistenza interna estremamente bassa. Il ricevitore di controllo dell'immagine deve avere caratteristiche molto costanti e la sua costruzione è adattata a questa esigenza. I filtri applicati nel ricevitore sono composti di elementi coassiali ed in parte costruiti in invar. Infine son prese in considerazione certe perturbazioni della immagine televisiva, causate dal montaggio in parallelo di due trasmettitori identici e si apprendono le cause e i rimedi.

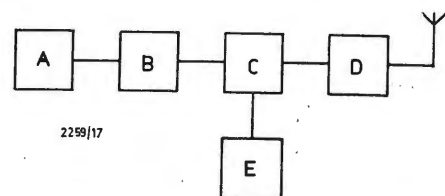



Fig. 1 - Principali componenti di un trasmettitore televisivo: A oscillatore a cristallo; B moltiplicatore di frequenza; C amplificatore modulato; D amplificatore di uscita; E modulatore video.

1. - INTRODUZIONE

Accordi internazionali hanno riservato alcune bande nel campo delle altissime ed ultraalte frequenze per la radiodiffusione e la televisione pubbliche. In questi campi, (spesso, in Inglese, abbreviati in VHF e UHF), si hanno a disposizione cinque bande in tutto. Le bande I, II, III si trovano nel campo delle altissime frequenze (VHF), le bande IV e V in quello delle ultraalte frequenze (UHF). La banda II è riservata alla radiodiffusione e le altre bande alla televisione.
A questo scopo il mondo è stato diviso in tre zone principali, dove la posizione delle bande non è esattamente la stessa. Per l'Europa, il Vicino-Oriente e l'Africa del Nord, esse sono state fissate ultimamente nel 1961 alla conferenza di Stoccolma [1]. Per il fatto che nel campo delle UHF tutto era ancora da creare, furono stabiliti per le bande IV e V dei regolamenti uniformi sia per ciò che concerne la larghezza delle bande disponibili per canale (8 MHz), sia per la determinazione delle frequenze portanti video all'interno di queste bande.
Le caratteristiche delle bande sono le seguenti:
Banda I, 41-68 MHz; Banda II, 87,5-100 MHz; Banda III, 162-230 MHz; Banda IV, 470-582 MHz; Banda V, 582-960 MHz. In Italia, i limiti delle singole bande sono leggermente diversi (*N.d.R.*).
Si constaterà che la larghezza delle bande I e III è molto ridotta (i loro canali della televisione non possono essere che poco numerosi).
La regione servita da una stazione televisiva — cioè quella nella quale si può contare su una intensità di campo abbastanza potente da assicurare una qualità di immagine soddisfacente — dipende dall'altezza delle antenne; in genere per emettitori potenti si fa conto di un raggio di circa 60 km, ma la distanza necessaria per evitare interferenze tra stazioni è molto più grande ed è per questa ragione che due emettitori utilizzanti la stessa frequenza sono distanti diverse centinaia di chilometri. Nello stesso modo con un unico programma televisivo non sarà possibile servire tutta l'Europa sulle bande I e III. Per realizzare questo, si deve ricorrere a qualche canale supplementare nel campo delle VHF. Questo bisogno è aggravato dalla prevista creazione di più programmi televisivi. Le frequenze ultraalte possono convenire per la larghezza sufficiente delle bande IV e V. Nel realizzare trasmettitori televisivi UHF, si deve far fronte ad un certo numero di problemi proprii di queste frequenze elevate. Il nostro articolo sarà dedicato in particolare a questi problemi.

* *Revue Tecnique Philips*, 26, 1965, n°. 5/6 pag. 189

(1) Atti finali della conferenza Europea della radiodiffusione VHF - UHF di Stoccolma sul 1961, pubblicati dall'Unione Internazionale di Telecomunicazioni Genova.

Fig. 2 - Principali componenti di un trasmettitore audio a modulazione di frequenza: A_1 oscillatore modulato in frequenza; F amplificatore audio/modulatore; V_1 duplicatore di frequenza; C comparatore; A_2 oscillatore a cristallo; V_2 triplicatore di frequenza; M miscelatore; A_3 oscillatore a cristallo; V_3 duplicatore di frequenza; D amplificatore di potenza; E amplificatore di uscita.

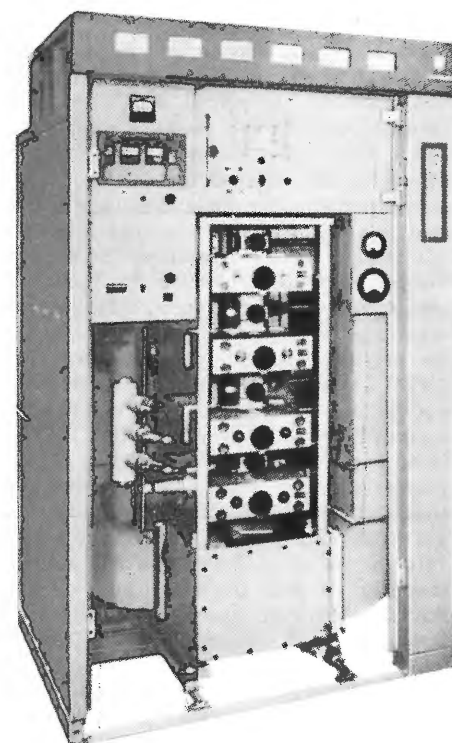



Fig. 3 - Montaggio di un klystron YK1001 nello stadio finale di un trasmettitore video da 10 kW.

2. - LA POTENZA NECESSARIA PER UN TRASMETTITORE NELLE BANDE IV E V

Una buona qualità di immagine esige una intensità di campo di un certo valore minimo. Un aumento di questa intensità non è possibile solamente per un aumento della potenza emessa, ma anche per un irraggiamento concentrato per la maggior parte nel piano orizzontale. Questo effetto è ottenuto con dei sistemi di antenne speciali. Come conseguenza di questo metodo si utilizza l'espressione «potenza efficace». La potenza del trasmettitore viene aumentata di un fattore determinato dal sistema di antenna in questione. Questo fattore è espresso in decibel; si chiama il «guadagno di antenne». Tenendo conto dell'altezza effettiva dell'antenna ricevente e del livello di rumore dei ricevitori, l'esperienza prova che la potenza efficace deve essere più alta di 10 dB nella banda UHF che nella banda VHF. Quando la potenza efficace nelle bande I e III è di 30-100 kW, per le bande IV e V si può arrivare a delle potenze efficaci dell'ordine di 300-1000 kW. Per queste frequenze la regione servita è posta ai limiti dell'orizzonte visti dalle antenne. Una antenna di guadagno più elevato si realizza più facilmente e più economicamente nelle bande IV e V che nelle bande I, II e III, per il fatto che l'onda utilizzata è più corta. I limiti sono di ordine meccanico. Ad un guadagno molto elevato, l'angolo di irraggiamento diviene molto ridotto; ciò esige una grande stabilità del supporto e del sistema di antenna. Il guadagno massimo è di 50. Tenendo conto delle perdite non trascurabili dovute ai cavi coassiali nel trasmettitore e nella sua antenna, e considerandole le più alte possibili, risulta che la potenza di questi trasmettitori deve risultare di 10-40 kW.
Così la N. V. Industria Telecomunicazioni Philips ha realizzato prima un trasmettitore di 10 kW, seguito da uno di 20 kW. Per le regioni secondarie si dispone anche di un trasmettitore di 2 kW. Questi trasmettitori sono tutti previsti per la televisione a colori. Potenze doppie si ottengono con un montaggio in parallelo di due trasmettitori identici. Con tale procedimento, si ha inoltre il vantaggio che anche in caso di guasto di un trasmettitore, l'altro resta in servizio e assicura la trasmissione anche se ha una potenza minore. Ne parleremo più tardi in questo articolo.

3. - SCHEMA GENERALE DI UN TRASMETTITORE

L'unità detta «trasmettitore di televisione» è in realtà costituita da due trasmettitori, uno per la diffusione dell'immagine (video), l'altro per la diffusione del suono. Ragioni di ordine economico sono alla base di questo procedimento: i due trasmettitori sono uniti su una sola antenna per mezzo di un sistema speciale chiamato «diplexer». Questo sistema si oppone al passaggio di energia emesso dall'uno all'altro trasmettitore.
La fig. 1 rappresenta le parti essenziali di un trasmettitore video. L'oscillatore a cristallo A emette una tensione la cui frequenza è un sottomultiplo della frequenza di trasmissione. Questa ultima si ottiene nella parte B per moltiplazione. Nella parte C, il segnale video modula la tensione ad alta frequenza dopo essere stato amplificato dal modulatore video E. In generale si preferisce procedere alla modulazione il più vicino possibile allo stadio finale, qualche volta anche in questo stadio. L'accordo è più semplice e la stabilità

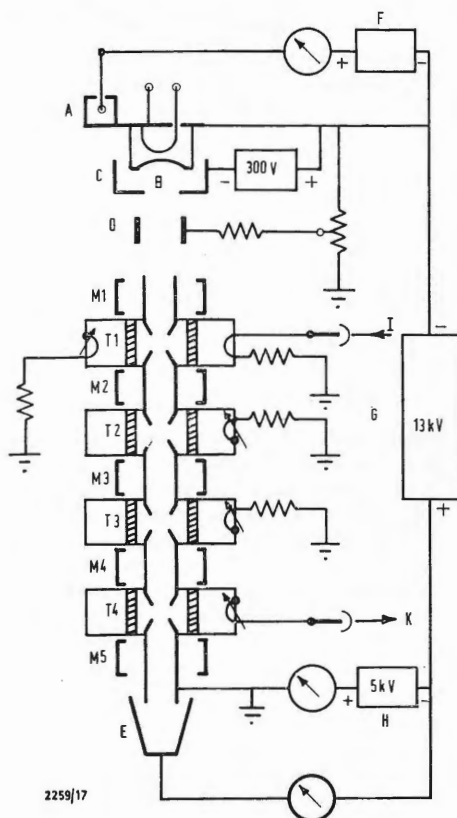



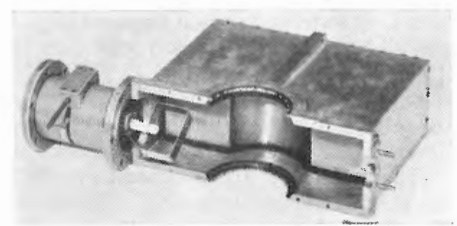
Fig. 4 - Sezione del klystron YK1001 e del suo montaggio. *A* pompa ionica; *B* catodo; *C* elettrodo di focalizzazione; *D* anodo di accelerazione; M_1 e M_5 magneti di focalizzazione; T_1-T_4 cavità; *F* raddrizzatore alta tensione 13 kV; *H* raddrizzatore alta tensione 5 kV; *I* segnale RF dello stadio precedente; *K* segnale di uscita verso l'antenna.

dell'emettitore viene così ad essere migliorata. Nello stadio finale *D* il segnale modulato è amplificato fino al livello della potenza di uscita.
Il trasmettitore video è modulato in ampiezza. La larghezza della banda emessa è ridotta per la soppressione di una grande parte di una delle bande laterali.
Per questo scopo, si utilizza nei trasmettitori di televisione modulati nello stadio finale, un filtro all'uscita in combinazione con il diplexer denominato « filterplexer ». Nel trasmettitore che poi descriveremo, è sufficiente un diplexer, grazie all'utilizzazione di un klystron come tubo finale. La soppressione della banda laterale viene ottenuta mediante un filtro coassiale posto prima dell'amplificatore finale.
Il trasmettitore audio è modulato in frequenza, metodo divenuto classico. Anche qui, il metodo consiste nel produrre una frequenza meno elevata di quella del trasmettitore. A questo scopo si utilizza l'oscillatore A_1 (fig. 2) la cui frequenza è modulata direttamente dal segnale audio, amplificato nella parte *F*. L'oscillatore A_1 dunque non può essere munito di un cristallo e la sua stabilità ne soffre. Un metodo di multiplazione identico a quello del trasmettitore video applicato alla frequenza di A_1 darà luogo ad una concomitante multiplazione dei valori di deriva della frequenza media di questo oscillatore in rapporto al suo valore nominale.
La frequenza di uscita di A_1 duplicata prima in V_1 viene comparata alla frequenza dell'oscillatore a cristallo A_2 per mezzo del comparatore *C*. Questo circuito di comparazione fornisce una tensione di regolazione che corregge le eventuali derive della frequenza media di A_1. La frequenza di uscita di V_1 è triplicata in V_2; poi il segnale di uscita di V_2 è miscelato in *M* con il segnale di un oscillatore a cristallo A_3, la cui frequenza è la metà della frequenza di trasmissione meno la frequenza di uscita di V_2. La frequenza del segnale di uscita in *M* è così la metà della frequenza media di trasmissione (si sopprime dove è necessario tutti gli effetti di « miscelazioni perturbatrici »). La frequenza di trasmissione è infine ottenuta per duplicazione in V_3. Un amplificatore di potenza *D* e lo stadio finale *E* completano il trasmettitore.
Abbiamo già detto che il trasmettitore audio e il trasmettitore video lavorano nella stessa banda di frequenza. I problemi di costruzione sono allora per principio identici. Ciononostante i due problemi seguenti sono particolari del trasmettitore video: la potenza di questo trasmettitore è cinque volte più grande di quella del trasmettitore audio ed inoltre la larghezza della banda modulata dell'immagine è dell'ordine di qualche MHz, mentre quella del trasmettitore audio si accontenta di qualche kHz; per questa ragione, la seguente nostra descrizione sarà limitata al trasmettitore video. La scelta dei tubi di emissione per lo stadio finale del trasmettitore video costituisce per le frequenze elevate delle bande IV e V uno dei primi problemi da considerare. Noi ne parleremo subito.

Fig. 5 - La metà di una cavità in forma di scatola. Una parete può scorrere per l'accordo delle cavità. Una boccola di accoppiamento regolabile serve sia alla iniezione, sia all'estrazione dell'energia RF.

(2) Vedere Rev. Tecnique Philips 13 pag. 189 ÷ 203.

4. - TUBI DI EMISSIONE PER LO STADIO FINALE DEL TRASMETTITORE VIDEO.

La Philips utilizza in genere per la costruzione dell'ultimo stadio di amplificazione dei trasmettitori che lavorano nelle bande I e III dei tetrodi in montaggio equilibrato. Per le frequenze UHF si va incontro a due difficoltà.
Primo, la lunghezza d'onda corrispondente a queste frequenze è dello stesso ordine delle dimensioni dei componenti utilizzati. È necessario applicare una tecnica coassiale per evitare una mancanza di stabilità dovuta a degli effetti indesiderabili di irradiazioni e di accoppiamenti, altrimenti i vantaggi della costruzione semplificata dei circuiti equilibrati scomparirebbero. Ne risulta dunque una sola conclusione, l'energia totale non deve più essere ottenuta da due tubi ma da uno solo.
In secondo luogo, nel campo delle UHF, i tempi di transito degli elettroni provocano delle perturbazioni nel funzionamento dei tubi.
Noi non analizzeremo questo fenomeno; diremo solamente che è alla base del fatto che l'effetto utile e l'energia sviluppata diminuiscono per i tubi tetrodi. Se si può rimediare a ciò riducendo il più possibile la distanza fra gli elettrodi, questo metodo ha i suoi limiti — soprattutto nei tubi di una o più dozzine di kW — a causa delle condizioni termiche ammissibili dei materiali. Si evitano parzialmente queste difficoltà sostituendo il vetro con un isolante ceramico; si arriva così anche ai limiti del possibile per la realizzazione dei tubi a grande potenza.
È per questa ragione che nel trasmettitore poi descritto viene preferita un'altra soluzione: l'applicazione di un klystron. Noi supponiamo conosciuto il principio di funzionamento del klystron grazie anche agli articoli apparsi in più riprese (2). È sufficiente richiamare come in questo genere di tubi il fascio di elettroni viene inviato in uno spazio tubolare, interrotto da due fessure distanti tra loro. Applicando una tensione alternata sulla prima fessura al passaggio degli elettroni, si ottiene una modulazione di velocità degli elettroni, che dopo una certa distanza si trasforma in modulazione di densità di corrente elettronica. Ponendo la seconda fessura là dove la modulazione di densità è massima, si può estrarre l'energia della corrente elettronica per mezzo di un circuito accordato. L'energia a radiofrequenza così ottenuta è di molto superiore all'energia necessaria al mantenimento della tensione

Fig. 6 - Gli accordi delle cavità sono tali che i massimi delle caratteristiche di ampiezza delle diverse cavità differiscono un poco dalla frequenza nominale del trasmettitore. La caratteristica di amplificazione totale del klystron assume allora la forma indicata in basso.

(3) H. J. Lemmens, M. J. Jensen e R. Loosje: Un nuovo catodo ad emissione Termojonica per forti carichi - Rev. Techn. Philips 11, 349 - 358, 1950.

di modulazione applicata alla prima fessura; il tubo si presta dunque all'amplificazione.
Questa qualità amplificatrice può essere ancora migliorata mediante l'utilizzazione di più fessure e cavità, ciascuna fessura avente il proprio circuito accordato. Il klystron Philips YK1001 di 11 kW, utilizzato nel trasmettitore da 10 kW ed il klystron YK1061 di 22 kW per il trasmettitore da 20 kW, comprendono quattro fessure e quattro circuiti realizzati in cavità risonanti. Si chiamano anche « klystron a quattro cavità ». Le distanze da rispettare tra le fessure alle frequenze in questione sono tali che questi tubi hanno una lunghezza di circa 1,65 m.
Per poter rispondere alla domanda: quale tubo di tubo usuale, klystron, triodo o tetrodo è preferibile in questo campo di frequenze, occorre far riferimento alle condizioni richieste dalla costruzione, dalla pratica e dalla economia di lavorazione. Riguardo alla costruzione, il klystron ha il vantaggio di una amplificazione di energia considerevole, che permette di ridurre nettamente il numero di amplificatori precedenti. Risulta così che il volume di un trasmettitore a klystron, nonostante le dimensioni del tubo, non supera quello di un trasmettitore a triodi o a tetrodi.
In pratica il klystron ha il vantaggio di indicare — si vedrà — l'avvicinarsi della sua fine.
Così una sua sostituzione non può essere dimenticata, e una interruzione delle emissioni dovuta a una sua messa fuori servizio diventa impossibile. Importa poco allora, che una sua sostituzione richieda un pò più tempo di quella di un triodo o un tetrodo, che hanno relativamente delle dimensioni più piccole. La fine di questi tubi non appare così facilmente e si ha sempre il pericolo che essi arrestino il loro funzionamento in piena trasmissione.
Bisogna dire che da quando i trasmettitori per televisione non sono più sorvegliati in permanenza, il tempo necessario ai trasferimenti del servizio tecnico conta più del tempo richiesto dalla sostituzione di un tubo. Una ragione di più per prevedere la sostituzione dei tubi durante la visita prevista dalla manutenzione normale. Economicamente la durata più lunga del klystron compensa il suo prezzo più elevato rispetto a quello degli altri tubi, come il tetrodo.
Malgrado il fatto che il klystron lavora come amplificatore in classe *A*, si è riusciti ad ottenere un rendimento molto alto.
Considerando il numero ridotto di stadi di amplificazione, risulta che il trasmettitore a klystron ottiene lo stesso effetto e consuma come un trasmettitore a tetrodi in classe *B* o *C*, il quale assicura tuttavia un rendimento più alto.
Come noi già abbiamo detto, una grande parte delle bande laterali di modulazione in ampiezza del trasmettitore video viene soppressa. Il carattere di spiccata selettività della amplificazione a klystron a quattro cavità ne trae vantaggio (ne riparleremo ancora) e il filtro posto prima dello stadio modulato ha potuto essere semplificato di nuovo grazie a questo fenomeno.
Se i vantaggi di costruzione e gli svantaggi economici del klystron da un lato e quelli dei triodi e dei tetrodi dall'altro sono comparabili, è chiaro che resta una maggiore sicurezza con il klystron. A questo è dovuta la scelta del tubo finale nei trasmettitori Philips da 10 e 20 kW.

5. - IL KLYSTRON YX1001

L'identità dei principi di costruzione applicati ai klystron YK1001 da 11 kW e ai klystron YK1061 da 22 kW, come pure le loro eguali dimensioni, ci permettono di descriverne uno solo, per esempio il klystron da 11 kW YX1001.
La fig. 3 ci mostra gli accessori di questo tubo; sempre nella fig. 3 si vede il klystron montato nello stadio finale del trasmettitore da 10 kW.
La descrizione segue in fig. 4: una sezione del klystron e del suo cablaggio completo dei suoi accessori.
Il flusso elettronico che percorre tutto il tubo longitudinalmente è prodotto da un catodo *L* a riscaldamento indiretto (3). La durata della vita di questa costruzione molto robusta del catodo è inoltre favorita dalle circostanze: questo elettrodo si trova distante dalle cavità dove si hanno dei campi alternati a radiofrequenze. Per questo il catodo ha potuto essere dimensionato più largo.
Il catodo ha la forma di una sfera concava che provoca già un concentramento degli elettroni emessi. L'elettrodo di focalizzazione, attraversato poi dagli elettroni, avente una tensione negativa di 300 V rispetto al catodo, dà luogo a una forte concentrazione degli elettroni prima del loro ingresso nel tubo propriamente detto. Ma prima, essi passano attraverso un elettrodo di accelerazione a potenziale zero (terra), lo stesso delle pareti del tubo. Ad un potenziale di circa — 18 kW rispetto al catodo, gli elettroni entrano nelle cavità alla loro velocità massima.
Uscendo, sono captati dall'elettrodo collettore. Questo si trova ad un potenziale di circa 5 kV rispetto alle pareti di questo spazio, come mostra lo schema di cablaggio. Ne risulta che gli elettroni sono frenati al momento della loro uscita e che essi colpiscono il collettore a velocità ridotta. Con questo artificio viene recuperata parte dell'energia trasmessa agli elettroni in accelerazione e il rendimento viene migliorato.
Gli elettroni avranno già parzialmente una velocità molto ridotta all'uscita, quando la modulazione tende verso la

Fig. 7 - Schema del penultimo stadio amplificatore del trasmettitore video e del modulatore. M_1 modulatore; M_2 tubo ad impedenza catodica per M_1; a — b conduttori coassiali per la corrente di accensione del filamento del tubo YL1100; b-c cavità coassiale tra la griglia e il catodo del tubo YL1000; a_1-b_1 conduttori coassiali per la tensione di modulazione verso il tubo YL1100; b_1-c_1 connettori (un quarto di lunghezza d'onda) alla cavità coassiale b_2-c_2, costituenti un corto circuito della frequenza di trasmissione, evitando così che la tensione di radiofrequenza penetri nel modulatore.

saturazione. Con una forma speciale, si evita il più possibile che questi elettroni non facciano che una parte del loro cammino verso il collettore e che essi non ritornino verso l'ultima sezione delle cavità.
Gli elettroni focalizzati dall'elettrodo di concentrazione all'entrata avranno ciò nonostante tendenza a disperdersi di nuovo sotto l'influenza della loro repulsione reciproca.
In una cavità così estesa come nel klystron è certo che una parte di elettroni devierà verso le pareti, provocando una temperatura inammissibile delle pareti del klystron. Si procede dunque, lungo tutto il tragitto, ad una focalizzazione del fascio elettronico. Il mezzo più economico è un campo magnetico assiale. Per il fatto che l'azione focalizzatrice è indipendente dal verso di questo campo, l'unica condizione è che sia assiale. Si ha la scelta di utilizzare un campo costante nell'asse longitudinale del tubo o un campo variabile di direzione parallela all'asse del tubo. I primi klystron sul mercato erano muniti di un campo a direzione costante, dovuto ad una serie di bobine angolari attorno al klystron. La fig. 3 mostra che queste bobine non sono più applicate al klystron YK 1001. Esse sono sostituite da un certo numero di magneti in ferroxdure.
Si può provare che l'applicazione di un campo magnetico variabile (variabile nello spazio ma non nel tempo) ottenuto con un certo numero di piccoli magneti permanenti, offre una economia considerevole di materiali magnetici rispetto alla realizzazione di un campo di direzione costante, eccitato da un solo magnete gigantesco. L'utilizzazione di magneti permanenti dà luogo ad una diminuzione di peso di istallazione in rapporto al peso di istallazione con le bobine. Ma uno dei vantaggi maggiori è certamente che il klystron non è più nascosto dietro le bobine e che è così diventato accessibile interamente.
L'azione di focalizzazione del campo magnetico variabile in direzione non appare che per un certo valore minimo della tensione di focalizzazione. Per questa ragione, si applica subito la tensione massima al catodo per regolare poi il fascio di elettroni, per mezzo dell'elettrodo di accelerazione, fino al valore voluto.
Quando si attacca il raddrizzatore per l'alta tensione, la posizione del regolatore di tensione dell'elettrodo di accelerazione è tale che esso é allo stesso potenziale del catodo. Si procede poi alla sua messa a terra con un metodo passo-passo.
Bisogna sempre tener conto del fatto che, malgrado i processi di degassificazione dei tubi di emissione, dei gas residui possono sfuggire da tutte le parti, in special modo durante la messa in moto e meno frequentemente durante il funzionamento. La presenza di questi gas è nociva non solamente per la durata di vita del catodo, ma anche in generale, per il buon funzionamento del tubo. Per questa ragione i klystron sono riuniti con una pompa ionica a getto. Questa pompa funziona da vacuometro secondo il principio di Penning. È così possibile controllare il vuoto prima della messa in funzione e durante il funzionamento. Il controllo prima

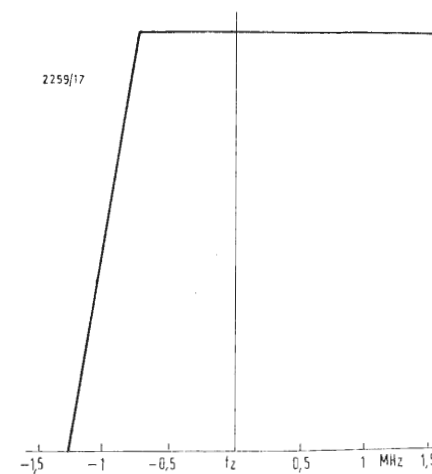



Fig. 8 - Schema della parte sinistra della caratteristica di ampiezza del trasmettitore video. Questa caratteristica resta piana fino a 0,75 MHz al di sotto della frequenza di trasmissione fz e si annulla a 1,25 MHz al di sotto di fz.

della messa in funzione è utile per il fatto che i klystron hanno una vita di diverse migliaia di ore e per questo tubi di sostituzione restano sovente molto tempo in magazzino prima di essere impiegati.
Da una fuga, troppo piccola per essere scoperta durante la fabbricazione, il vuoto può essere già diminuito considerevolmente. Ma una tale fuga non deteriora il tubo, perchè la pompa ionica può facilmente opporsi ai gas incidenti.
Se si constata una diminuzione del vuoto, è sufficiente pompare prima della messa in moto.
Il controllo regolare del vuoto è un controllo dello stato del klystron e si evita così il rischio di un arresto in piena emissione. Procedendo egualmente a delle misure regolari del flusso catodico, si è certi che la trasmissione non sarà mai interrotta a causa di un klystron difettoso.

6. - L'ACCORDO DELLO STADIO DI USCITA

Le fessure di modulazione del tubo sono ricoperte di ceramica per mantenere il vuoto: questi materiali devono rispondere alle più alte esigenze, essendo sottoposti a dei campi alternativi a radiofrequenze: è stata scelta una ceramica di ossido di alluminio. Nella fig. 3, i manicotti non sono visibili perchè sono chiusi nelle cavità costituenti dei « giunti di radiofrequenza » delle fessure di modulazione, ciascuna cavità simile ad una scatola rettangolare montata in due parti attorno al tubo. Una di queste metà è rappresentata in fig. 5.
Come mostra la foto, una delle pareti può essere fatta scorrere: ciò serve ad accordare la cavità alla frequenza voluta. La foto mostra anche una boccola di accoppiamento variabile. Questa boccola serve ad immettere nella prima cavità (T_1 fig. 4) l'energia di radiofrequenza necessaria al funzioamento della cavità. Nelle cavità T_2 e T_3 la boccola è utilizzata per accoppiare una resistenza di carico esterna al campo di alta frequenza. La sistemazione delle boccole di accoppiamento e delle cavità costituisce un insieme la cui forma dipende dalla caratteristica di accordo. Nell'ultima cavità T_4 la boccola di accoppiamento capta l'energia a radiofrequenza prodotta dal klystron.
La fig. 6 mostra la differenza tra le frequenze di risonanza delle cavità e la frequenza portante. La forma più o meno appiattita della curva di risonanza di T_1, T_2 e T_3 risulta dall'azione delle boccole di accoppiamento e dei carichi più o meno grandi delle resistenze esterne. La forma piatta della caratteristica della cavità T_4 è evidentemente funzione del carico di antenna. La caratteristica della banda passante in basso in fig. 6, presenta la forma che risulta dai quattro circuiti accordati in questo modo. La parte di spettro spettante alle cavità è situata tra 470 e 790 MHz. Lo stesso klystron può servire nella parte che va fino a 960 MHz della banda V; bisogna munirlo di un secondo ordine di cavità.

7. - GLI STADI DI PREAMPLIFICAZIONE

Nella nostra descrizione ci limitiamo allo stadio di amplificazione che precede il klystron (lo stadio di modulazione) e all'amplificatore di modulazione. Questo penultimo stadio è percorso da un segnale a frequenza por-

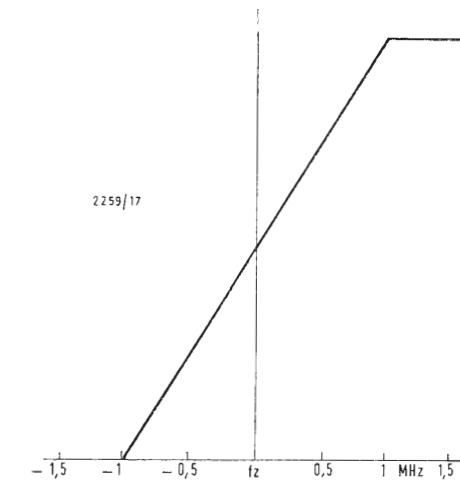



Fig. 9 - Caratteristica di ampiezza di un ricevitore televisivo normale. La caratteristica comincia a scendere a 1 MHz al di sotto della frequenza di trasmissione fz e si annulla a 1 MHz al di sotto di questa frequenza.

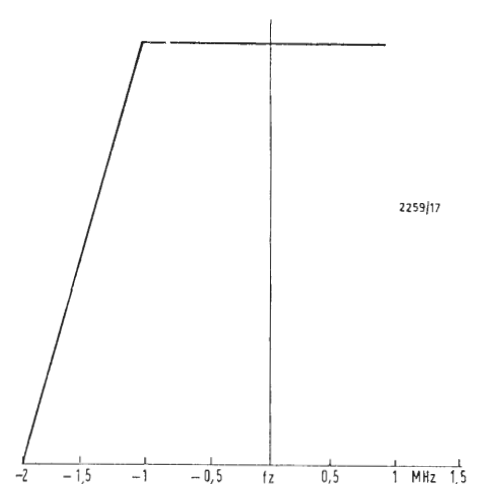



Fig. 10 - Il trasmettitore video Philips permette di ottenere una caratteristica della banda laterale come quello indicato in figura. Combinandolo con la caratteristica di fig. 9 risulta una caratteristica globale totalmente piana.

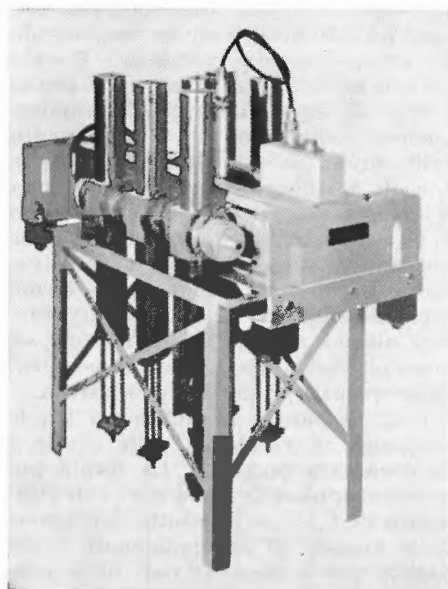



Fig. 11 - Componenti del ricevitore di Nyquist montati su uno chassis. In primo piano il filtro di Nyquist; dietro il « notch filtre ». In mezzo il rivelatore ed a destra il filtro correttore di fase.

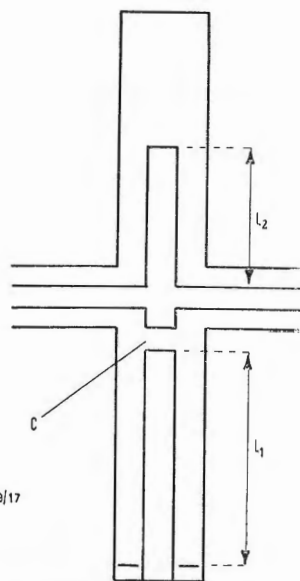



Fig. 12 - Sezione schematica di un pistone coassiale applicato ai due filtri a radiofrequenza del ricevitore di Nyquist.

tante. Viene utilizzato il tetrodo YL 1100. Il circuito munito di questo tubo è rappresentato in fig. 7. In essa si vede anche lo schema del circuito modulatore.
Si utilizza il circuito con griglia a massa per migliorare la stabilità dell'amplificatore; qui i circuiti accordati si trovano da una parte tra griglia e catodo, e dall'altra tra griglia ed anodo. La griglia è messa a terra. La fig. 7 mostra che questi circuiti sono composti interamente di conduttori concentrici. I conduttori *a* e *b* formano un sistema coassiale portante la tensione di accensione dei filamenti al tubo. Così lo spazio interno del conduttore *b* non è sottoposto ai campi ad alta frequenza. Con il conduttore *c* il conduttore *b* costituisce il circuito griglia-catodo. La capacità tra griglia e catodo si trova in alto tra *b* e *c*. Una capacità variabile si trova alla base e permette di regolare la tensione tra griglia e catodo al suo valore massimo. La parte superiore del conduttore *c* è coperta da una scatola cilindrica *d*; lo spazio fra i due conduttori costituisce il circuito griglia-anodo. Nella parte inferiore di questa scatola, un pistone variabile serve all'accordo del circuito in questione. La chiusura sulla parte superiore di *d* può essere sollevata per cambiare il tubo. Le connessioni degli elettrodi sono tutti realizzati mediante corone con contatto a molla, semplificando così il lavoro di sostituzione del tubo. Queste corone sono montate su placche rotonde sia per le connessioni della griglia e della griglia-schermo e sia per quelle dell'anodo. La placchetta della corona della griglia è fissata sopra il conduttore *c*. Tra questa placchetta e quella della griglia-schermo, montata sopra, si trova un anello di mica. A causa della capacità così costituita, il potenziale a radiofrequenza della griglia-schermo resta eguale a quello della griglia comando, mentre il potenziale continuo diminuisce. Per costruzione si è fatto in modo che la tensione continua di anodo pervenga al tubo, essendo la scatola *d* prevista per questo effetto.
Come si è visto il trasmettitore può essere regolato tra 470 e 790 MHz. La lunghezza dei conduttori *b* e *c* è determinata in modo che, in rapporto alla lunghezza d'onda considerata, esista un ventre di tensione alla estremità di *b* per una corretta regolazione. Ad un quarto di lunghezza d'onda dalla estremità inferiore, si ha dunque un nodo di tensione (ossia un ventre di corrente); a questo punto si trova una estremità della boccola di accoppiamento in modo che il circuito griglia-catodo si trova accoppiato allo stadio di amplificazione precedente. Nella parte superiore, un accoppiamento capacitivo permette di estrarre la potenza RF del circuito anodico.
Alla medesima altezza della boccola di accoppiamento è prevista una presa sui conduttori a_1, b_1 e c_1. La tensione di modulazione video è trasmessa lungo b_1 al catodo del tubo amplificatore. Per evitare che l'energia RF penetri nel modulatore attraverso b_1, si fanno le prese $b_2 — c_2$ ad un quarto di lunghezza d'onda dal centro di $b — c$. Alla estremità delle prese si trova una capacità variabile regolata in modo che il circuito $b_2 — c_2$ sia in risonanza serie. Per questo fatto l'energia RF non può penetrare nella parte modulatrice, poichè la situazione equivale ad un corto circuito quasi totale all'entrata della diramazione.

8. - L'AMPLIFICATORE DI MODULAZIONE

L'amplificazione di potenza molto elevata del klystron 15 kW è sufficiente per modulare la potenza di uscita del trasmettitore da 10 kW. Il klystron funziona da amplificatore lineare e la modulazione si fa nello stadio precedente.
L'amplificatore in alta frequenza della fig. 7 con griglia a massa non è modulato nella griglia, ma nel catodo. Per questo è necessario che il modulatore fornisca la corrente di catodo del tubo YL1100; ma il suo valore di 100 mA non presenta inconvenienti. L'impedenza catodo-griglia del tubo YL1100, costituente il carico di uscita del modulatore, varia considerevolmente con il valore della tensione di modulazione. Per rimediare a questo, il circuito griglia-catodo è caricato con una resistenza fissa esterna, accoppiata capacitivamente al conduttore *b*. Ma sono necessarie altre misure. Queste riescono a dare al modulatore una resistenza interna la più bassa possibile, dato che solamente in queste condizioni si otterrà una caratteristica di ampiezza molto lineare malgrado le variazioni del carico.
La fig. 7 mostra che il tubo modulatore M_1 — un pentodo E130L — funziona come cathode follower. La resistenza del catodo è costituita dalla impedenza dell'anodo del tubo M_2 (pure un pentodo E130L), la cui griglia è accoppiata all'anodo di M_1. In questo modo risulta una resistenza interna del modulatore molto bassa; una misura ha mostrato un valore minore di 4 Ω.

9. SOPPRESSIONE DELLA BANDA LATERALE

Il segnale video ha una larghezza di banda di circa 5 MHz. A causa della modulazione di ampiezza del trasmettitore video, vi sono due bande laterali, ai lati della frequenza portante; risulta così una larghezza di banda totale di 10 MHz. Per economizzare le bande disponibili, è stato deciso un piano internazionale tendente alla soppressione di una grande parte della banda laterale inferiore. Così, nelle bande I e III, si taglia una di queste bande secondo la curva di fig. 8, lasciando 7 MHz disponibili per canale; la curva

Fig. 13 - Nel filtro di Nyquist, tre pistoni coassiali sono montati nel conduttore coassiale ad una rispettiva distanza di un quarto di lunghezza d'onda.

resta piana fino a 0,75 MHz al di sotto della frequenza portante e discende poi verso O, valore che corrisponde a 1,25 MHz.
La fig. 9 mostra la curva normalizzata per la caratteristica di ampiezza RF per i ricevitori televisivi. La rivelazione di un segnale RF, corrispondente alla curva della banda laterale secondo la fig. 8, dà luogo ad una caratteristica di ampiezza piana del ricevitore, ad eccezione di una distorsione di 0,5 dB ad una frequenza video di 0,75 MHz. Per le bande I e III è necessario accettare questa distorsione, ben visibile in una immagine normale. Essa è pertanto evitabile, quando si procede alla discesa della curva nel punto corrispondente ad 1 MHz al di sotto della frequenza portante (fig. 10). Vista la larghezza di spettro disponibile nelle bande IV e V, si può applicare la suddetta modifica.
La soppressione parziale della banda laterale inferiore provoca degli errori di fase nel segnale video. Proporzionalmente gli errori sono più grandi quando l'inclinazione della caratteristica di trasmissione è più ripida. Inoltre degli errori di fase sorgono anche nel ricevitore. La correzione di fase è in realtà una predistorsione del segnale video. In conseguenza di brusche variazioni di ampiezza, si constata questa predistorsione attraverso uno slittamento del segnale, il che vuol dire che la variazione di livello è più importante di quella provocata dal segnale puro. Ne risulta una surmodulazione del trasmettitore durante un salto dal nero al bianco. Nelle bande IV e V — data la larghezza di banda di 8 MHz — si può utilizzare una inclinazione meno ripida della caratteristica; si ottiene così una diminuzione della distorsione di fase e della necessità di correzione. Il trasmettitore descritto, destinato alle bande IV e V, permette una regolazione della caratteristica della banda laterale restante come in fig. 10.

10. - IL CONTROLLO DEL SEGNALE VIDEO TRASMESSO

La regolazione del trasmettitore ed il controllo regolare del segnale video esige un ricevitore di controllo avente una caratteristica di ampiezza corrispondente esattamente alla curva di fig. 9. Essendo questa caratteristica quella di Nyquist, un tale ricevitore si chiama « ricevitore di Nyquist ».
Questo ricevitore, visto il suo ruolo importante, deve possedere delle caratteristiche invariabili. Posto direttamente all'uscita del trasmettitore, il ricevitore non conterrà alcuno stadio amplificatore, ma il segnale attraversa due filtri — descritti in seguito — e perviene direttamente ad un rivelatore a cristallo. Così non solo si ha il vantaggio di un numero ridotto di componenti ma si evita soprattutto l'utilizzazione di tubi amplificatori che a causa del loro invecchiamento sono alla base dei cambiamenti di caratteristica di ricezione.
Successivamente il segnale passa attraverso un filtro passa-alto, un filtro soppressore della banda laterale, un rivelatore ed un filtro di correzione di fase. I primi due filtri determinano la caratteristica del ricevitore; si esige dunque la più grande staàilità. Essi sono costituiti di elementi coassiali costruiti in gran parte in invar, al fine di eliminare l'influenza della temperatura sulle caratteristichel Perfettamente adattati alla frequenza del trasmettitore, essi vengono sostituiti in caso di cambiamenti della frequenza di trasmissione.
Il primo filtro è del tipo passa-alto e dà alla caratteristica di ampiezza l'andamento di fig. 9. Il secondo filtro soppressore della banda laterale elimina il segnale audio, che sempre si trova all'uscita del trasmettitore.
Si chiama in linguaggio professionale « notch filter ». L'insieme dei due filtri, il rivelatore ed il filtro di correzione di fase sono montati su uno chassis rappresentato in fig. 11.
Sia nel filtro di Nyquist che nel notch filter il segnale RF percorre un conduttore coassiale munito di pistoni coassiali ad un quarto di lunghezza d'onda. Essi si vedono in fig. 11. La fig. 12 rappresenta un pistone in sezione; le lunghezze l_1 e l_2 e la capacità C sono regolabili.
Quando si sono voluti determinare i dati di costruzione dei pistoni, si è visto che le formule esatte portavano a calcoli non realizzabili. È stato usato allora un metodo basato sul fatto che la curva di ammettenza nello spettro significativo delle frequenze dei pistoni può essere approssimativamente comparato ad un circuito con una bobina ed un induttanza in serie, shuntate da una bobina o da una capacità. In questa maniera sono stati dedotti i valori approssimati degli elementi da costruire. Sono stati poi ulteriormente verificati con le formule esatte.
La costruzione del filtro di Nyquist è rappresentata schematicamente in figura 13. Il notch filter eliminando le perturbazioni dovute alla presenza del segnale audio deve dar luogo ad una caduta di 40 dB della frequenza portante. Una costruzione identica a quella del filtro di Nyquist non avrà mai questo effetto in ragione dell'insufficienza della qualità del circuito su queste frequenze; conviene invece un circuito a ponte (fig. 14). Il ponte è costituito da un sistema chiuso di quattro conduttori coassiali, ciascuno avente una lunghezza corrispondente ad un quarto di lunghezza d'onda. Le entrate e le uscite sono poste ai due angoli vicini, mentre agli altri due sono derivate le impedenze Z_1 e Z_2 — in una esecuzione simile a quella dei pistoni coassiali del filtro di Nyquist. Così si ha che elementi aventi una

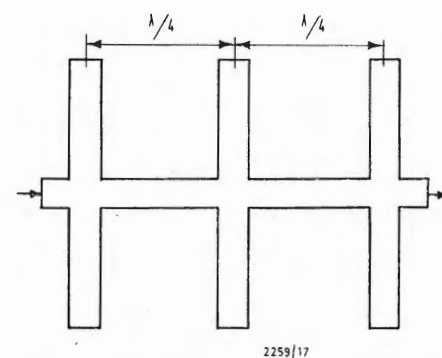
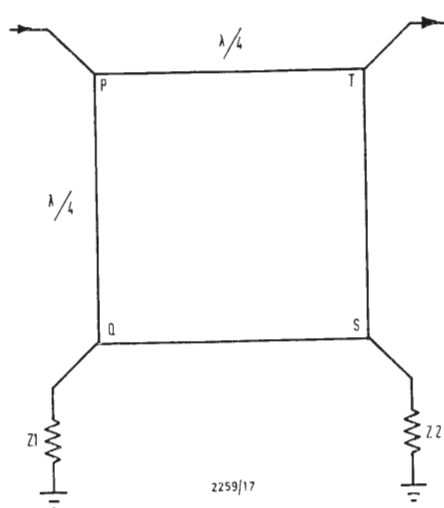



Fig. 14 - Schematizzazione del ponte utilizzato nel « notch filter ».

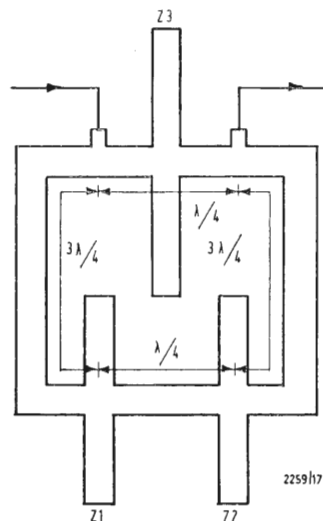



Fig. 15 - Schematizzazione del « notch filter » con i conduttori ed i pistoni coassiali. Il pistone Z_3 serve a facilitare la regolazione.

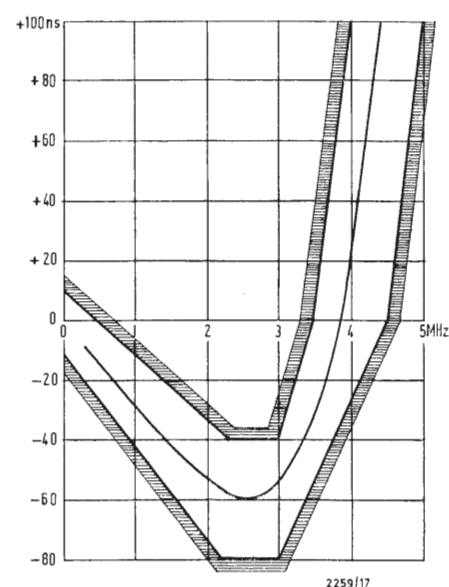



Fig. 16 - Caratteristiche del filtro correttore di fase durante un ciclo.

qualità di circuito determinata si comportano come elementi aventi una qualità di circuito indeterminata.

La fig. 11 ci mostra un terzo pistone nel notch filter. Esso è derivato sul conduttore *PT* (fig. 14) e serve per una regolazione più facile. C'è infine da segnalare che i conduttori *PQ* e *ST* hanno una lunghezza non di un quarto di lunghezza d'onda, ma tre o quattro volte questa lunghezza, per motivi di costruzone. Lo schema del circuito completo è mostrato in fig. 15.

Il notch filter è seguito, come già detto, dal rivelatore, munito di diodi al silicio. Il circuito così realizzato è tale da rispondere alle esigenze di linearità della caratteristica di rivelazione.

Il filtro di correzione di fase del ricevitore di controllo è costituito da un certo numero di sezioni a *T*. La caratteristica di questo filtro durante un ciclo è rappresentata in fig. 16.

11. - MONTAGGIO IN PARALLELO DEI TRASMETTITORI

Per assicurare la continuità delle trasmissioni televisive, certe precauzioni debbono esser prese per evitare disinserimenti. Un apparecchio in duplex ne è un esempio. Fattori di ordine economico, la certezza che il secondo apparecchio funzionerà a tempo voluto conducono a far funzionare questo apparecchio il più possibile. La migliore soluzione si impone per la divisione della potenza prevista tra due installazioni che lavoreranno in parallelo. Quando un trasmettitore cede, l'altro assicura la trasmissione anche se di minor potenza. La possibilità di un tale montaggio in parallelo di due trasmettitori si realizza per mezzo di un oscillatore a cristallo comune che assicura un rapporto costante di fase del segnale di uscita.

Infine, si può scegliere tra due metodi di montaggio; il primo è l'utilizzazione di un ponte che unisce i segnali delle rispettive uscite. Il conduttore d'antenna esce da questo ponte in comune. La trasmissione potrà con questo sistema essere ancora molestata a causa di un difetto del ponte, del conduttore di antenna o dell'antenna stessa.

Per evitare tutte queste eventualità, si utilizza un conduttore ed una antenna separati evitando così l'uso del ponte. Infatti lo spazio stesso combina i due segnali.

La N. V. PHILIPS TELECOMUNICAZIONI ha messo in evidenza che, per evitare tutti i rischi di interruzione, la costruzione e la regolazione di queste due antenne richiedono certe precauzioni allo scopo di eliminare particolari effetti indesiderabili. Questi effetti sono dovuti alle proprietà del diagramma di irraggiamento che oltre ad avere un lobo principale verso il basso ha anche qualche lobo secondario. I minimi tra questi lobi sono dati dall'interferenza dei segnali delle due parti che si compensano.

Quando il minimo è molto pronunciato, il residuo del segnale dipende fortemente dal rapporto tra le due fasi delle due parti dell'antenna.

Dato che questo rapporto varia anche con la frequenza determinata dalla modulazione istantanea, ne risulta che la qualità dell'immagine nella direzione di questi minimi soffrirà di questo fenomeno ad un punto tale che essi possono produrre delle immagini negative.

La conclusione è chiara, si deve costruire e regolare l'antenna in modo che non si abbiano dei minimi pronunciati.

A

dott. ing. A. Colella

Prima di chiudere i conti

Da poche settimane il '66 ha ceduto la fiaccola del tempo al nuovo anno. Anno importante per noi italiani quello che si è testè concluso, per le vicende poltiche interne (e noi della industria, opinioni personali a parte, ci auguriamo che questo significhi almeno un governo stabile), e per il miglioramento della situazione economica. Molti, e molto documentati, saranno i rendiconti ufficiali i quali tratteranno i singoli argomenti economici e finanziari con perizia scientifica. Ma arriveranno tardi, quando gli interessi contingenti di chi opera per produrre saranno ormai assorbiti dalle condizioni di quel momento. Mi consentano allora i lettori di offrir loro un giudizio sull'andamento del '66 muovendo non da cifre ma da impressioni. Non è leggerezza; sono sempre state le opinioni a creare i fatti, e questi le cifre. Mai l'inverso. Non fu forse largamente determinante, nel verificarsi della recessione di quattro anni fa, la convinzione che le cose sarebbero andate male dopo alcune mosse di politica economica ritenute incaute? Ebbene, la stessa potente spinta di allora, da qualsivoglia parte essa venga e venisse, sta ora gradatamente, ma sicuramente, mutando direzione.

Le impressioni le ho naturalmente raccolte nel perimetro delle industrie che ci interessano, e cioè quelle della radiotelevisione e dell'elettronica professionale. Già gli ultimi mesi del '65 furono qualificati da una attività ben più intensa del periodo che li precedette. Il fervore è continuato con uguale impegno per tutto l'anno che ci ha appena lasciati. Su questa piccola inchiesta, alla domanda « ritiene che la congiuntura avversa si sia esaurita? » la maggioranza degli imprenditori e dei dirigenti si è espressa negativamente. Ma al quesito « se ritenessero che essa stia per risolversi » la risposta è stata affermativa pressoché unanimamente.

Nell'opinione corrente degli industriali e dei dirigenti del nostro settore la situazione economica si evolve dunque verso le prospettive più propizie.

Ma non allo stesso modo per tutte le attività; qualcuna di queste anzi è in stato di depressione e non accenna a risollevarsi. Procediamo per ordine. La costruzione degli apparecchi televisivi subì tra il '64 e il '65, il periodo peggiore della nostra vicenda economica, un colpo fierissimo. La situazione è migliorata nel '66 perchè le industrie hanno prodotto uno sforzo ammirevole nella ricerca di soluzioni estetiche di grande effetto, perseverando nello sviluppo di apparecchi portatili, proponendo ritrovati tecnici tali da attirare maggiormente l'interesse degli acquirenti. La televisione a colori, questa specie di fata Morgana dei costruttori, che ora ne accende le speranze ora ne accresce la disperazione, sembra per ora materialmente lontana; in modo tale almeno da non poterne ancora valutarne l'effetto. Il suo maleficio più temuto, quello di provocare un ristagno d'attesa nelle vendite del bianco e nero, non si è comunque verificato. Il mercato degli apparecchi televisivi può quindi essere considerato in attivo.

Altrettanto non si può dire dei ricevitori radio. La televisione ha sottratto largo interesse al radioricevitore; e questo era prevedibile. Molte aziende hanno quindi svolto la loro produzione verso apparecchi portatili. Alcune delle nuove anzi sono state impiantate con l'intento specifico di costruire soltanto questi. Ma perché tali apparecchietti avessero un mercato sufficiente, si è dovuto mantenere basso il loro prezzo di vendita, il che ha compresso i profitti a percentuali inadeguate, impoverendo progressivamente il settore. C'è anche da osservare che questo orientamento pare ora in contrasto con la tendenza attuale del pubblico, che superato il primo momento di entusiasmo per le mini-radio da portare a spasso (direi piuttosto all'orecchio, e ascoltando spesso più gracidìi che suoni) richiede oggi apparecchi di miglior qualità, dall'acquisto dei quali è poi spesso allontanato dal prezzo necessariamente più alto. Bilancio e previsioni dunque mediamente sfavorevoli in quest'area di mercato. Qualche speranza sta suscitando il rilancio della filodiffusione, che si sta tentando proprio in questi giorni. Un po' di eccezione su questo sfondo alquanto grigio fanno le autoradio, le quali continuano ad interessare quella particolare classe di compratori che sono gli automibilisti. Compratori i quali notoriamente non lesinano quando si tratta di acquistare un bell'accessorio. Opinioni di soddisfazione si raccolgono anche nella cerchia delle industrie produttrici di giradischi e registratori.

Il settore professionale presenta un quadro molto variato. Nelle telecomunicazioni è venuta meno in buona parte la promessa di ingenti ordinazioni da parte degli enti statali e concessionari. Il volume delle esportazioni, definito mediamente buono, bilancia solo parzialmente la carenza di mercato interno, essendo eseguite a regime concorrenziale di crescente difficoltà. Sono però in fase di attuazione mutamenti di sistemi tradizionali di comunicazioni a grande numero di canali e di commutazione telefonica che, quando saranno impiegati in pieno, apporteranno una quantità di lavoro di notevole mole. L'esigenza di spingere al massimo di automazione i processi di fabbricazione industriale ha condotto ad un gagliardo sviluppo delle macchine di elaborazione e di trasmissione dei dati e di quelle per la programmazione elettronica delle macchine utensili. Ci sono stati in alcune parti di questo settore massicci interventi stranieri. Questo preoccupa coloro i quali temono un decadimento scientifico del nostro patrimonio di ricercatori. Pur tuttavia è giocoforza accettare il fatto che l'industria nazionale non avrebbe potuto affrontare da sola quel formidabile complesso di problemi inerenti alla progettazione di queste apparecchiature.

In quasi tutti i settori l'incremento delle esportazioni ha continuato a presentare un ritmo sostenuto. Si è anche importato di più, certamente. Beni di investimento produttivo, ma anche tanti di consumo, purtroppo; anche se durevoli. Il portafoglio ordini è promettente; ma i costi di produzione continuano a crescere e i conflitti di lavoro hanno visto nuove punte di recrudescenza: e questi sono motivi di non poche apprensioni. Ciò malgrado le opinioni raccolte sono state in larga maggioranza improntate ad ottimismo; e questo lo dobbiamo accogliere con vivissima soddisfazione, perché è indubbio segno che la nostra economia sta finalmente uscendo da quella fase di affanno che l'ha travagliata in questi ultimi tempi.

dott. ing. A. Longhi

Introduzione, generalità e descrizione di un piccolo impianto di telemetria*

La telemetria oggi non è solo un sostegno scientifico del viaggio spaziale, ma si estende sempre più ai campi di applicazioni quotidiane; così per es. essa può molto vantaggiosamente essere impiegata nelle prove di veicoli di potenza. Perciò, dopo un breve sguardo ai sistemi per essa sfruttati, viene descritto un impianto, che, nonostante la sua semplicità, che gli assicura un vasto campo di applicazione, fornisce una buona precisione con un alto numero di canali.

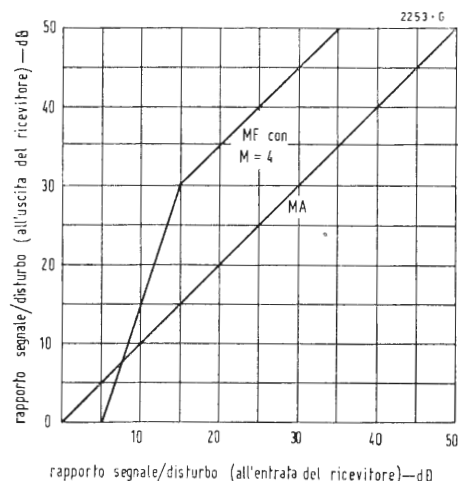



Fig. 1 - Confronto del rapporto segnale/disturbo delle trasmissioni a MA e a MF.

CON LA PAROLA « telemetria » si intendono due diverse tecniche: la prima riguarda normalmente la teletrasmissione di valori di misure fra due punti fissi, per la quale in generale si usano linee o cavi; la seconda riguarda la trasmissione di valori misurati da un oggetto *mobile*, per la quale naturalmente entra in gioco un canale radio; la stazione ricevente può essere fissa al suolo, o essere installata sopra un veicolo più grosso, per es. un piroscafo o un autobus.

L'estensione dell'impiego della telemetria nel settore civile reca con sé indubbiamente la necessità di trovare soluzioni semplici ed economiche. Da questo punto di vista risulta particolarmente interessante l'apparato descritto nel testo di questo articolo introduttivo. Si ricordi però, che per determinati scopi, come per esempio per la meteorologia o per lo studio dell'atmosfera e dell'irradiazione in altezza, ci sono apparecchi ancora sostanzialmente più semplici e tuttavia del tutto sufficienti per tali applicazioni.

1. - LE DIVERSE CARATTERISTICHE DELLA STAZIONE DI BORDO E AL SUOLO

Mentre si può ritenere che in telemetria con linee ai lati trasmittente e ricevente la spesa sia all'incirca la stessa, si impone nella telemetria via radio, senza eccezione, la condizione che la stazione di bordo debba essere molto compatta e che inoltre essa debba presentare un piccolo peso ed un modesto consumo di corrente (prelevabile, si capisce, da batterie). Essa deve essere anche di basso costo per il caso in cui vada persa nel corso delle misure (palloni sonda). Per la stazione ricevente per contro generalmente si può ammettere una spesa più alta senza preoccupazioni; in essa ci sono infatti anche gli apparecchi di lettura, come strumenti a indice, oscillografi, scriventi e registratori a nastro magnetico.

Fondamentale per la telemetria è anche, quando appena sia possibile, il trasferire tutte le maggiori apparecchiature dal lato trasmittente al lato ricevente, o, ciò che fa lo stesso, dalla stazione di bordo a quella a terra. Ciò vale anche per l'antenna; perciò si provvederà il trasmettitore di bordo di una semplice antenna in λ/4, mentre si installerà per il ricevitore a terra una buona antenna direttiva. Quest'ultima del resto non deve essere sensibile alla polarizzazione a motivo della variabilità della polarizzazione del segnale in arrivo, e questa è la ragione dell'impiego adottato di antenne orientabili.

2. - CONFRONTO FRA TRASMISSIONE MA E MF.

Il valore di misura da trasmettere può, secondo i principî della telemetria a linee, essere considerato come informazione o segnale. Lo stesso caso si verifica anche in telemetria via radio. Quindi il primo quesito, che deve essere risolto, è quello riguardante i sistemi più appropriati di modulazione e irradiazione per la trasmissione di questo segnale.

Poi bisogna scegliere, secondo la classica tecnica della radio, fra la modulazione di ampiezza e quella di frequenza (normalmente abbreviate con MA e MF). Il costo del ricevitore in telemetria non ha alcuna importanza; così resta da stabilire il sistema che comporti, con la minima spesa per il trasmettitore, la qualità minima richiesta del segnale di uscita del ricevitore. La fig. 1 dà in proposito un buon suggerimento. Essa rappresenta il rapporto segnale/disturbo all'uscita del ricevitore in funzione del rapporto segnale /disturbo all'entrata del ricevitore (quest'ultimo rapporto viene determinato dalla potenza del trasmettitore, esso deve essere perciò tanto più piccolo, quanto più modesto e senza pretese riesce il trasmettitore). La curva della MF è valida per l'indice di modulazione M = 4; la curva della MA è valida per la profondità di modulazione m = 1. Come si vede, i due sistemi si equivalgono per il rapporto segnale/disturbo 7 dB all'ingresso del ricevitore, però con segnali più forti il rapporto segnale/disturbo a MF sale molto più ripidamente di quello relativo alla MA. Col rapporto segnale/disturbo all'entrata di 15 dB, il sistema MF è in vantaggio all'uscita di 15 dB rispetto al sistema MA, cioè il segnale utile è 6 volte più grande, ovvero la tensione di uscita del trasmettitore può esser 6 volte più piccola, ossia la potenza del trasmettitore risulta perciò 36 volte minore. Poichè una piccola potenza del trasmettitore ed una modesta antenna trasmittente sono condizioni fondamentali per una stazione di bordo, si capisce subito perchè oggi si lavori esclusivamente con la MF. Quale frequenza di telemetria è stata stabilita dalle autorità federali quella di 465 MHz.

3. - LA REGISTRAZIONE E LA CONVERSIONE DEL VALORE MISURATO

3.1. - Preamplificatore a corrente continua

Poichè in telemetria generalmente si devono misurare grandezze non elettriche, queste devono dapprima, come si fa sempre nella tecnica delle misure e delle regolazioni elettriche, essere trasformate in grandezze elettriche mediante un registratore di dati. Ma la maggior parte dei registratori di dati forniscono segnali dell'ordine del mV, mentre all'entrata del modulatore del trasmettitore di telemetria si devono avere segnali utili di 0 ÷ 5 V (tensione continua), con sistemi modulati in frequenza segnali bipolari da — 2,5 a + 2,5 V. Anche se si adottano termoelementi per la misura della temperatura, o per es. nastri svolgentisi per misure di pressione, allungamento o vibrazione, sono sempre indispensabili, per l'adattamento del livello, amplificatori di misura con un fattore di amplificazione dell'ordine di grandezza di 1000.

3.2. - Registrazione diretta di dati

I mezzi e le vie per raggiungere direttamente la modulazione sono ad es. con la modulazione di frequenza, fra le soluzioni meccaniche, rappresentati da una bobina con nucleo costituito da due parti nell'oscillatore, di cui una parte è montata fissa, l'altra viene mossa dall'oggetto da misurare, oppure i suddetti mezzi consistono, con la modulazione di ampiezza, nell'uso di un trasformatore differenziale nell'oscillatore subportante. In tal caso il nucleo di questo trasformatore viene spostato dall'oggetto sotto misura e la variazione che ne consegue dell'ampiezza al secondario viena assunta direttamente come modulazione di ampiezza della

* *Elektronik*, 1966, n. 2, pag. 37.

Per esigenze tipografiche l'articolo di Franco Sobresini: «Rappresentazione grafica di operazioni logiche» - parte quinta - verrà pubblicato sul n. 2.

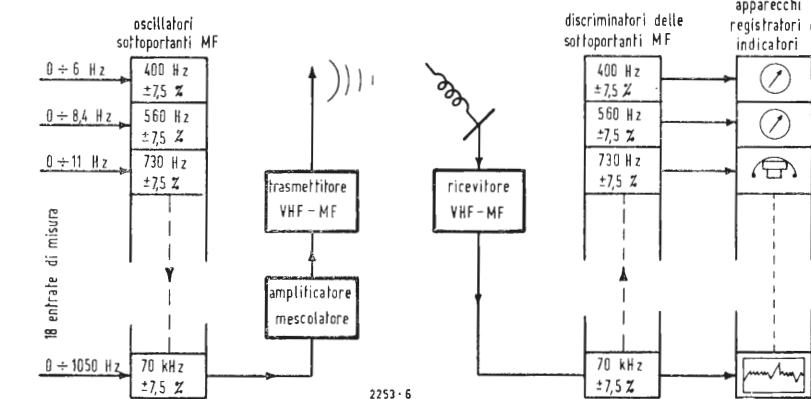



Fig. 2 - Schema a blocchi semplificato di un sistema MF-MF di telemetria secondo le raccomandazioni americane IRIG.

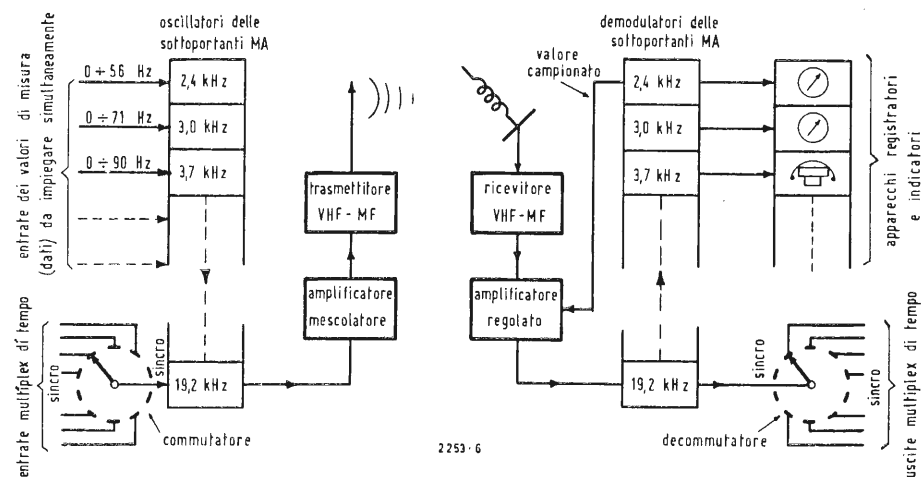



Fig. 3 - Schema a blocchi semplificato dei piccoli impianti di telemetria MA-MF ripo RTM 300 e RTM 400 della DFL.

tensione dell'oscillatore. Sta di fatto che qui lo sperimentatore deve, per ogni nuovo suo lavoro, vagliare nel suo spirito tutte le possibilità fisiche, per elaborare, secondo la possibilità del registratore di dati, la piccola tensione generata ed il relativo necessario amplificatore di misura.

3.3. - Conversione dei dati in serie di impulsi

Se il dato è disponibile nella forma di una tensione analogica, questa può essere rielaborata in modo continuo, o può essere spezzata in impulsi. Una piccola tensione fornisce con la suddivisione piccoli impulsi, una grande tensione fornisce grandi impulsi. Anche gli impulsi hanno ampiezze proporzionali al valore misurato (dato); essi sono modulati in ampiezza. Si parla perciò, con questo tipo di formazione del segnale, di un segnale PAM (modulazione di ampiezza d'impulso); un simile segnale si forma, come vedremo più avanti, del tutto da sè, quando si applica il segnale nel corso del sistema multiplex di tempo attraverso un manipolatore di adattamento. Si possono anche generare impulsi di ampiezza costante e sfruttare il dato in modo da influire sulla sua durata (o « spessore ») dell'impulso. Allora si parla di un segnale PDM (modulazione a durata d'impulso).

Un'ulteriore possibilità consiste nel generare una serie di impulsi, in cui tutti gli impulsi hanno la stessa ampiezza od anche la stessa durata, ma nella quale la fase dei singoli impulsi è variabile e viene comandata dal valore misurato. È questa la modulazione PPM (modulazione di fase degli impulsi).

Finalmente il dato deve essere trasformato in una serie di impulsi binari codificati, mediante un elaboratore analogico-numerico. Si parla allora di un segnale PCM (modulazione d'impulsi a codice), che si è affermato specialmente con grandi distanze e con alti livelli di disturbi (volo spaziale), poichè allora ogni dato viene espresso come « parola » binaria. Simili sistemi potrebbero essere per la maggior parte dei nostri lettori, completamente fuori dal loro campo di lavoro.

Se cerchiamo in questo caos di possibilità quello che in effetti oggi è diventato il pane quotidiano della pratica della telemetria, possiamo dire: i dati vengono o trasmessi continuamente invariati o vengono frazionati mediante un manipolatore adattatore in un segnale PAM; in certi casi si lavora con ampiezza costante e durata variabile degli impulsi, anche con un segnale PDM.

4. - IL SISTEMA MULTIPLEX DI FREQUENZA

Raramente o mai si installa un impianto di telemetria per trasmettere solo un unico dato. Si cerca perciò sempre di sfruttare meglio l'impianto con la trasmissione di molti dati rilevati. Perciò si modula il trasmettitore MF con una o più sottoportanti. Ciò offre il vantaggio che tutti i dati vengono trasmessi *simultaneamente e continuamente*, senza che sia necessario adottare parti meccanicamente mobili presso la stazione di bordo o di terra.

Le subportanti necessarie vengono generate coi circuiti oscillatori elettronici comuni. Questi generatori di sottoportanti vengono a loro volta modulati coi dati, e così il tecnico si trova nuovamente davanti al dilemma: MA o MF?

4.1. - Modulazione di frequenza delle subportanti

Se la sottoportante ed anche la portante principale del trasmettitore sono modulate in frequenza, si parla di sistema MF-MF a motivo della doppia modulazione di frequenza. La fig. 2 mostra lo schema a blocchi semplificato di un simile sistema; a sinistra si vede il trasmettitore, a destra il ricevitore. A sinistra del trasmettitore vi sono le entrate delle tensioni di misura (dati). Ciascuna tensione misurata esercita una modulazione di frequenza del $\pm$ 7,5% al massimo, sul suo oscillatore sottoportante, che le compete. Le frequenze subportanti sono scelte progressivamente come segue: 400 Hz, 560 Hz, 730 Hz...70 kHz. Con questa suddivisione si possono inserire fra 400 Hz e 70 kHz, secondo necessità, fino a 18 frequenze subportanti o « canali ». Quanto più alta è la frequenza, tanto più alta è anche la frequenza di modulazione massima ammissibile. Per segnali rapidamente variabili si usano i canali superiori, per segnali a variazione lenta si usano i canali più bassi (p. es. per misure di temperatura). Tutti i segnali subportanti vengono sommati in un amplificatore mescolatore; il segnale somma modula il trasmettitore MF collegato all'antenna.

Siccome al lato trasmittente si modula due volte, al lato ricevente si deve demodulare due volte mediante rivelatori per MF (discriminatori, rivelatori a rapporto). La prima demodulazione fornisce la somma di tutte le frequenze sottoportanti da 400 Hz a 70 kHz. Con filtri di bassa frequenza si possono estrarre da essa le singole sottoportanti di 400 Hz, 560 Hz, 730 Hz...ecc. Ciascuno di questi filtri alimenta poi un altro discriminatore, che determina di quanto la frequenza subportante devia dal suo valore centrale di volta in volta con la modulazione. La deviazione viene tradotta in tensione continua e corrisponde al dato trasmesso; tale tensione può essere indicata da un voltmetro, o scritta da un registratore, o essere applicata ad un oscillografo, nel caso in cui essa sia a variazione brusca. Inoltre è conveniente registrare su nastro magnetico la miscela totale delle frequenze dopo il primo discriminatore, affinchè si possa studiare con calma o riprodurre spesso l'andamento del fenomeno da misurare.

Per tali impianti di telemetria MF-MF sono state elaborate raccomandazioni riguardanti le frequenze e le deviazioni di frequenza di modulazione ecc, negli U.S.A. dall'IRIG (= Inter Range Instrumentation Group), che l'industria ha già rapidamente elevato a norma. I dispositivi MF-MF sono molto ampiamente diffusi, ma sono anche molto cari, anche considerando le loro elevate caratteristiche di precisione (al massimo 1% di errore sull'intera trasmissione). Quindi la variazione del tempo di transito tanto degli oscillatori, quanto dei discriminatori, deve essere incredibilmente piccola.

4.2. - Modulazione di ampiezza delle sottoportanti

Il problema della deriva scompare, se si modulano in ampiezza le sottoportanti. Inoltre questi oscillatori e i rivelatori sono molto più semplici ed economici. Bisogna solo fare in modo che, o nella modulazione o nel percorso di trasmissione, non intervengano variazioni indesiderate di ampiezza, o distorsioni non lineari, o intermodulazioni, che potrebbero manifestarsi direttamente come errori di misura.

Su questo punto l'Istituto per l'assistenza al volo dell'Ente di ricerca tedesco per la navigazione aerea e spaziale (DFL) ha condotto accurate indagini, che hanno portato all'elaborazione dei cosidetti apparecchi di piccola telemetria RTM 300 e RTM 400 (fig. 3). Un elemento importante degli schemi è una stabilizzazione di grande costanza delle tensioni di lavoro. A bordo vengono generati con un circuito di regolazione a transistori esattamente 5 V di tensione continua, coi quali si alimentano tanto il registratore di dati (p. es. un potenziometro), quanto gli oscillatori sottoportanti e i loro modulatori. Ciò consente di avere una dipendenza straordinariamente stabile fra i dati da trasmettere e la profondità di modulazione. Infine il primo canale di misura viene adibito alla trasmissione di una tensione costante di taratura, che consente al terminale ricevente, di effettuare non solo un controllo, ma anche una regolazione automatica. Questa agisce sull'amplificatore di bassa frequenza del ricevitore, attraverso il quale scorrono anche tutti gli altri segnali di misura, così che la correzione dell'ampiezza di taratura corregge ad un tempo tutte le altre ampiezze. Così si riesce, nonostante la semplicità dell'apparecchiatura e in particolare dell'apparato di bordo, a trasmettere dati con un'incertezza di $\pm$ 1%; in seguito a ciò il sistema MA-MF è divenuto concorrente del sistema MF-MF.

Anche col sistema MA-MF al lato trasmittente vengono sommate in un circuito mescolatore molte sottoportanti (fig. 4 mostra la relativa disposizione degli oscillatori), come pure le bande laterali generate dalla modulazione di ampiezza; il segnale somma effettua la modulazione di frequenza del trasmettitore, la cui costituzione è mostrata in fig. 5. Al lato ricevente è nuovamente necessaria una doppia demodulazione: un rivelatore MF (discriminatore o rivelatore a rapporto) fornisce il segnale somma, dal quale tutte le subportanti vengono filtrate una per una e addotte ciascuna a un rivelatore MA, cioè a un semplice cir-

cuito raddrizzatore a diodo del valore di cresta. Anche qui può verificarsi dunque la possibilità di una deriva residua.

5. - IL SISTEMA MULTIPLEX DI TEMPO

Poichè generalmente bisogna rinunciare ad una trasmissione simultanea di tutti i dati, in telemetria ha acquistato grande importanza anche il sistema multiplex di tempo. Esso può essere adottato per la modulazione di un'unica sottoportante tanto da solo, quanto anche in unione ad un sistema multiplex di frequenza; in quest'ultimo caso all'apparato multiplex di tempo viene provveduto in modo da moltiplicare il numero di entrate e di uscite del canale più alto di un sistema multiplex di frequenza, come quello che è già stato illustrato nello schema a blocchi di fig. 3 (a sinistra in basso e a destra in basso).

In fig. 6 è rappresentato il principio fondamentale. Qui per es. tre dati, indicati a sinistra come grandezze variabili nel tempo, devono essere trasmessi con un unico canale. Perciò si prelevano periodicamente con un commutatore rotante, da ciascuna grandezza misurata, dei *campioni*; il commutatore rotante viene designato semplicemente *commutatore*. Al suo contatto mobile si localizzano in successione ciclica i campioni delle tre grandezze misurate, dedotti mediante la breve esplorazione. Se il ricevitore possiede un analogo *decommutatore* sincronicamente mobile col commutatore al lato trasmittente, il suo contatto mobile separa i valori dei campioni nella corretta successione in serie sui suoi tre contatti di uscita, e se si superano le pause intercedenti fra un passaggio del commutatore e quello successivo, p. es. mediante l'effetto di memoria di un condensatore, i segnali di uscita avranno, con grande approssimazione, l'andamento delle curve tratteggiate (a destra), che corrispondono al valore istantaneo dei segnali di entrata. Il movimento sincrono dei due commutatori viene ottenuto con la trasmissione contemporanea di un segnale sincronizzante, attraverso uno dei contatti del commutatore, che non è collegato ai segnali da trasmettere. Il segnale di sincronizzazione può costituire contemporaneamente anche un livello di riferimento a scopo di controllo e di regolazione.

Dopo che ha abbandonato un contatto di lavoro (che porta la tensione di misura), il braccio mobile del commutatore tocca un contatto di zero messo a terra e non disegnato in fig. 6; allora il suo potenziale cade dal valore della tensione di misura a zero; poi ritorna alto al valore della successiva tensione di misura. Con questo su e giù del potenziale del braccio mobile sorgono gli impulsi PAM proporzionali ai valori di misura già ricordati, impulsi che sono stati per semplicità rappresentati in fig. 6 come frecce; in realtà essi sono più larghi, e precisamente larghi quanto la durata delle pause a potenziale zero tra un impulso e l'altro; si può allora dire che il braccio mobile del commutatore si trova per il 50% del tempo sotto tensione e per il rimanente 50% a potenziale zero.

Quanto più rapidamente variano le tensioni di misura (a sinistra in fig. 6), tanto più rapidamente deve ruotare il commutatore, per trasmettere un numero sufficiente di campioni nell'unità di tempo. Il limite trova la sua origine in uno studio matematico, il così detto *teorema dell'analisi*, che dice che la frequenza di esplorazione al minimo deve essere il doppio della componente di frequenza più alta contenuta nel segnale di misura, per rendere possibile una trasmissione corretta. Naturalmente si presuppone che in ricezione ogni singola uscita sia applicata a un filtro passa basso, che elabori la già predisposta raccolta delle ampiezze dei campioni di corsa in corsa e quindi, in altre parole, riformi il segnale e interpoli da punto a punto. La frequenza limite di questo passa basso

Fig. 4 - Sezione multiplex di frequenza degli impianti di bordo RTM 300 e RTM 400 senza contenitore. Si distinguono dieci bobine oscillatrici per le frequenze sottoportanti.

Fig. 5 - Il trasmettitore 0,1 W a MF dell'impianto di bordo, predisposto per il campo di frequenza 223,5 ÷ 260 MHz.

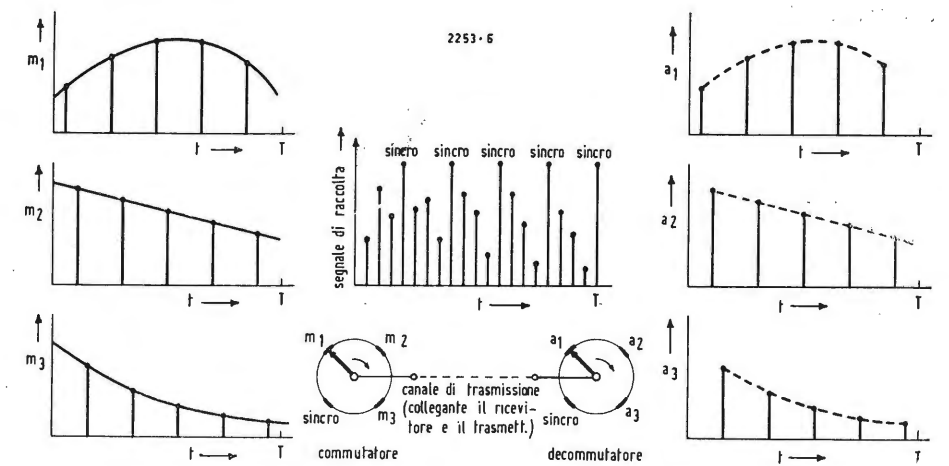



Fig. 6 - Il principio della scansione multiplex di tempo. A sinistra: tre valori di misura (dati) variabili in funzione del tempo, che vengono esplorati cinque volte nel tempo T. Al centro: il segnale sequenziale raccolto, che contiene tutti i valori delle ampiezze analizzate e fra questi anche i segnali di sincronizzazione, affinchè in ricezione il decommutatore si muova in sincronismo col commutatore di trasmissione. A destra: i valori misurati ricostituiti dai valori campionati trasmessi; i dati vengono inviati alla sezione indicatrice dell'impianto.

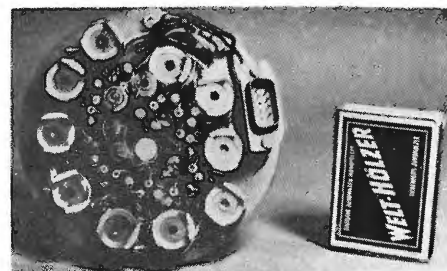
dovrebbe essere la metà della frequenza di esplorazione del commutatore. Cento corse per secondo sono un valore raccomandabile.

In pratica si sceglie la frequenza di esplorazione del commutatore generalmente uguale a cinque volte la componente di frequenza massima prevedibile del segnale di misura. Componenti di frequenza maggiore, originate occasionalmente da tensioni impulsive o da altre discontinuità, del segnale di misura, vengono attenuate di proposito già all'entrata del commutatore al lato trasmittente mediante filtri passa basso. Un susseguente, spesso pratico artificio è quello di disporre i segnali a brusca variazione, sacrificando qualche canale, su *vari* contatti del commutatore, in modo che questi segnali siano esplorati diverse volte in una stessa corsa, con ciò si può pervenire ad una generale elevazione della frequenza di esplorazione, mentre gli altri segnali non dovrebbero richiederla.

La rappresentazione schematico-simbolica del commutatore in fig. 6 non pretende naturalmente di corrispondere alla realtà, non considerando affatto che si devono disporre non tre, ma dieci o più contatti in generale.

Come spesso avviene in elettronica, i commutatori mobili meccanicamente vengono sostituiti da elementi commutanti puramente elettronici (*), come per es. da un dispositivo di commutazione a diodi, o da transistori comandati, preferibilmente transistori a effetto di campo recentemente entrati nell'uso. Simili dispositivi senza parti in movimento possono commutare rapidamente quanto si vuole, inoltre essi sono insensibili agli urti e quindi capaci di alte accelerazioni.

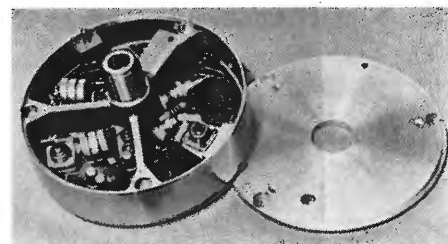
La ragione per la quale, malgrado queste possibilità, si ricorre ancora come in passato anche a commutatori meccanici, è da ricercarsi nel fatto che con l'elettronica pura non si può commutare bene tensioni dell'ordine del millivolt senza errori; si è quindi obbligati, usando un commutatore puramente elettronico, ad amplificare dapprima i segnali, poi a commutarli. È pure qui interessante una soluzione intermedia, che sta fra il commutatore puramente elettromeccanico e quello elettronico. Essa sfrutta contatti protetti e una specie di circuito di contatore ad anello con transistori, che ciclicamente si « innescano » e poi ad ogni contatto si chiudono. Questo principio è stato adottato anche nel piccolo apparato telemetrico RTM400 sopra menzionato, che pertanto si fa strada anche da questo punto di vista.

(*) Nel decommutatore è conveniente un funzionamento puramente elettronico.

6. - BIBLIOGRAFIA

E. Keppler, K. Richter, E. Frank: *Una sonda semplice a tubo digitale per voli di palloni*. Elektronik 1965. V. 8, p. 235 e 236.

A. Becker: *Un piccolo impianto di telemetria* MA-MF *per misure di volo*. Stampa speciale dall'annuario 1961 del WGL (Wissenschaftl. Ges. f. Luft- und Raumfahrt), p. 281-285.

A

(a cura dell'ing. Franco Simonini)

per. ind. Adriano Covi

Generatore di impulsi e di barre per misure su apparecchiature per televisione a colori

Fig. 2.

1. - INTRODUZIONE

La tecnica di prova con impulsi e barre è il mezzo più conveniente e sensibile per determinare l'efficienza di una parte di apparecchiatura, ad esempio un link o un amplificatore, per trasmissione di segnali televisivi monocromatici.
Un segnale per televisione a colori deve contenere la stessa informazione di luminanza della forma d'onda monocromatica, con l'informazione relativa al colore, o crominanza, aggiunta nella forma di una sottoportante e occupante una stretta banda vicina al limite superiore dello spettro di frequenza monocromatico. Una normale prova, tramite impulsi e barre, dà una immagine della distorsione presente entro la banda passante dell'immagine, ma questa non è in grado di rivelare il tipo di distorsione all'interno della banda di crominanza, distorsione questa, che può gravemente danneggiare la qualità dell'immagine a colori.
Per esaminare la banda di crominanza è normalmente usato un impulso e barra diverso e che consiste in una sottoportante modulata con uno speciale impulso e barra.
Il generatore descritto fornisce due impulsi e barre di colore, oltre al normale impulso e barra monocromatico. Viene inoltre generato un segnale ad onde quadre per misure in bassa frequenza.
L'impulso e il segnale di barra di colore sono particolarmente adatti per misure dei sistemi NTSC e PAL
Per il sistema SECAM è invece più adatto un segnale modulato in frequenzo.

2. - IMPULSO E FORMA D'ONDA DI BARRA DI COLORE

L'impulso sinusoidale squadrato e la forma d'onda di barra usati per misure di sistemi monocromatici sono generati usando una speciale rete formante, progettata dal British Post Office Engineering Department.
Sono usati due impulsi campione di differente durata, chiamati T e 2 T.

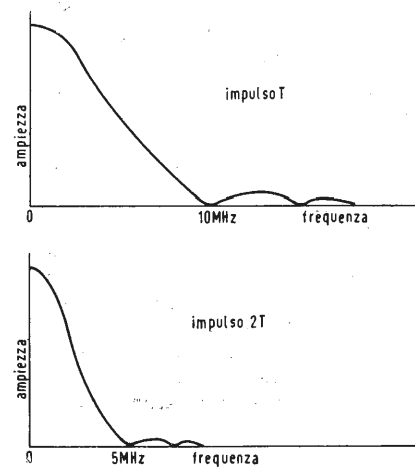



Fig. 1.

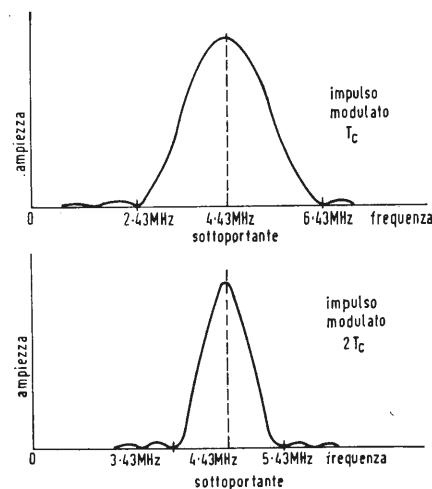



Fig. 3.

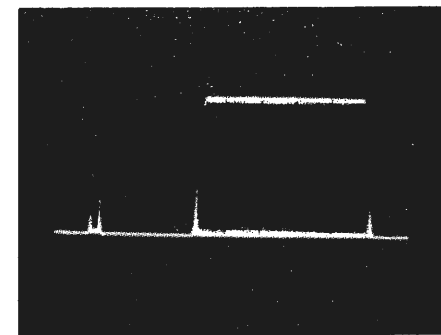



Fig. 4.

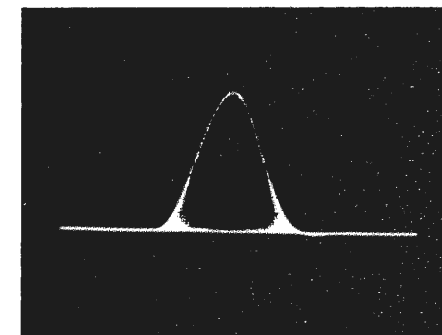



Fig. 5.

Per il sistema a 625 linee la durata della semiampiezza dell'impulso T è di 0,1 μs, e quella dell'impulso 2 T è di 0,2 μs. Lo spettro di frequenza di questi due impulsi contiene informazioni rispettivamente sino a 10 MHz e 5 MHz (fig. 1).
Per misure del canale di crominanza deve essere esplorata una stretta banda attorno alla regione della sottoportante. Modulando una sottoportante di colore con impulso e barra aventi dei tempi relativamente lenti, si ottiene la forma d'onda di fig. 2, dove l'inviluppo ha la forma di un impulso sinusoidale squadrato e di una barra.
L'informazione presente consisterà in bande laterali ad entrambi gli estremi della frequenza della sottoportante, e lo spettro di frequenza di queste bande laterali avrà la stessa forma dello spettro di un impulso e barra monocromatici.
Scegliendo impulsi aventi una durata di semiampiezza di 0,5 μs e 1 μs potranno essere esplorate le bande passanti di 2 MHz e 1 MHz ad entrambi i lati della sottoportante (fig. 3).
L'impulso e il segnale di barra di colore possono essere usati per controlli del canale di crominanza poiché qualsiasi distorsione di ampiezza o di fase entro questa banda causerà variazioni nella forma dell'inviluppo dell'impulso e della barra di colore, nello stesso modo che l'impulso e la barra monocromatici cambiano configurazione a causa della distorsione all'interno della banda di luminanza.
Per questo tipo di controllo è usata la prima forma d'onda di sola crominanza (fig. 2).
L'ampiezza picco-picco della sottoportante è di 0,7 V e per evitare l'escursione sotto il livello di nero, essa è posta su di un piedestallo di 0,35 V.
Il più importante uso del generatore di impulsi e barre di colore consiste nelle misure di ritardo e di ineguaglianza di guadagno tra luminanza e crominanza.
Quando un segnale televisivo a colori è generato in una apparecchiatura a codici, l'informazione di luminanza e di crominanza di una particolare immagine saranno contenute in parti differenti dello spettro di frequenza, ma devono essere in precisa coincidenza di tempo.
Alcuni tipi di distorsione che intervengono durante il percorso del segnale possono causare una differenza di ritardo tra la parte superiore e inferiore della banda di frequenza, vi saranno così delle differenze di tempo tra l'informazione di luminosità e quella di colore.
Questo genererà una immagine a colori con un completo slittamento orizzontale del colore rispetto alla corrispondente immagine monocromatica, quindi di un effetto simile ad una non perfetta sovrapposizione di contorni e colore nella stampa.
Questo sarà più fastidioso su una brusca transizione verticale dove vi è un brusco cambiamento di colore e di luminosità. Una prova soggettiva mostra che per la media degli osservatori, per un ritardo di circa 150 μs, l'ineguaglianza è appena osservabile, e questo può salire a 350 μs prima che questa diventi fastidiosa.
Differenze tra guadagno di luminosità e di crominanza sono causate da una cattiva risposta in frequenza, la quale causa una differenza di ampiezza tra l'informazione contenuta nella parte superiore e quella nella parte inferiore dello spettro di frequenza.
L'effetto di questo nei sistemi NTSC e PAL è una variazione nella saturazione dei colori.
Più comune è una riduzione di guadagno di crominanza la quale causa una desaturazione nel colore dell'immagine.
Prove sull'effetto della differenza di guadagno mostrano che essa diventa rilevabile nell'immagine quando ammonta circa al 30% ma non è fastidiosa sino al 60%.
Per esaminare ritardo e differenza di guadagno tra luminanza e crominanza, è usato un secondo tipo di impulso e segnale di banda di colore.
Questa è la forma d'onda luminanza + crominanza ed è mostrata in fig. 4.

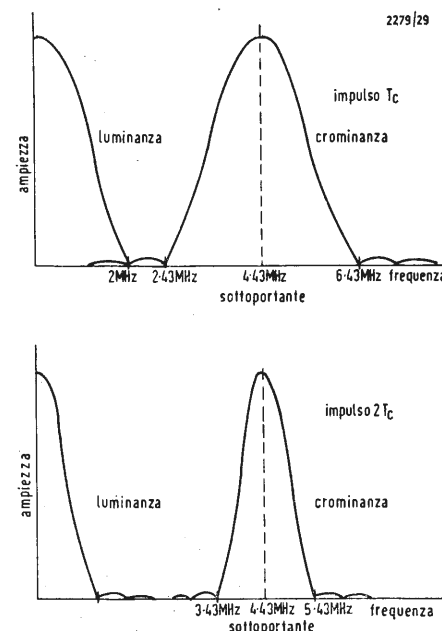



Fig. 6.

Questa è generata aggiungendo, in esatta coincidenza di tempo, all'impulso modulato e alla forma d'onda di barra, un normale impulso e barra, avente le stesse caratteristiche di tempo della forma d'onda modulata e metà dell'ampiezza da picco a picco.

La risultante forma d'onda consiste in un inviluppo del quale la parte superiore ha la forma di un impulso e di una barra, e la parte inferiore è una linea retta.

Questa base piatta è formata dalla somma del normale impulso e barra con la parte inferiore dell'inviluppo modulato, che ha la stessa forma e ampiezza, ma di polarità opposta.

La fig. 5 mostra l'impulso espanso, dove la base piatta è più chiaramente visibile.

La fig. 6 mostra lo spettro di frequenza dell'impulso luminosità + crominanza.

La presenza di differenze di guadagno e ritardo tra luminosità e crominanza, possono essere notate osservando la forma della base dell'impulso modulato e della barra.

Se il segnale ha attraversato una parte di apparecchiatura che introduce solo distorsione di guadagno tra luminosità e crominanza, senza alcun errore di ritardo, la forma d'onda risultante è mostrata in fig. 7.

La variazione in ampiezza della sottoportante relativa alla informazione della più bassa frequenza contenuta nell'impulso e barra di luminanza è rilevabile come uno slittamento verso l'alto della linea di base della forma d'onda.

La barra è più adatta per misure di ineguaglianza di guadagno; questa inuguaglianza è espressa in termini di rapporto tra luminanza e crominanza, e può facilmente essere calcolata dallo spostamento della linea di base al centro della barra.

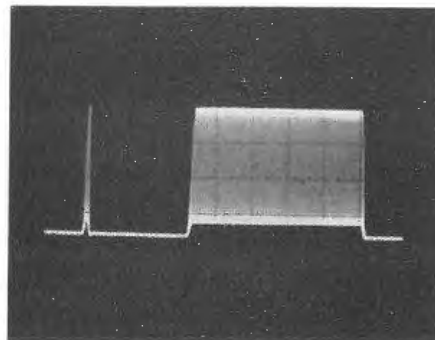
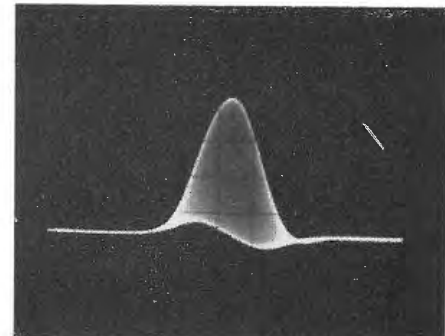
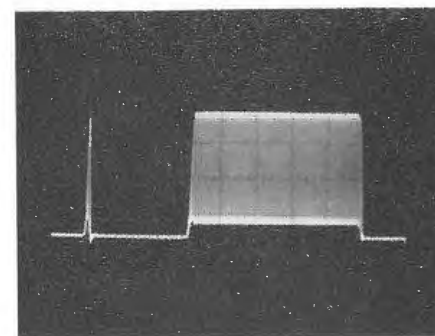



Fig. 7.

Fig. 8.

Fig. 9.

Fig. 10.

Fig. 11.

Fig. 12.

Fig. 13.

La fig. 8 mostra l'impulso espanso.

In presenza di sola distorsione di guadagno la forma della linea di base dell'impulso sarà quella di una semionda sinusoidale squadrata e questa sarà sopra o sotto la linea di nero a seconda che il guadagno della sottoportante sia ridotto o aumentato relativamente al guadagno alla frequenza più bassa.

Differenze di ritardo tra luminanza e crominanza sono pure rivelate da un cambiamento nella forma della linea di base dell'impulso e barra di colore.

La fig. 9 mostra gli effetti della distorsione dovuta alla sola differenza di ritardo, e cioè dove la crominanza è ritardata rispetto alla luminanza. Questo si può osservare meglio nell'impulso mostrato in fig. 10.

La base dell'impulso è distorta in modo tale che essa prende la forma di un ciclo completo di onda sinusoidale.

Misurando l'ampiezza picco picco di questa sinusoide relativamente all'ampiezza di picco dell'impulso si può calcolare il relativo ritardo.

Se entrambi i tipi di distorsione sono presenti nello stesso tempo, l'immagine diventa molto complessa come si può vedere in fig. 11 e 12. In questo caso è piuttosto difficile separare gli effetti della distorsione di ritardo e di guadagno da una diretta osservazione dell'impulso di colore e della barra, ma usando una apparecchiatura addizionale, le forme d'onda possono essere convenientemente usate per misurare queste distorsioni.

Il metodo usato dalla BBC è mostrato nello schema a blocchi di fig. 13.

L'impulso e barra di colore distorti dalla unita sottomisura vengono separati nelle loro componenti di alta e bassa frequenza da filtri ferma banda e passa banda. In questo modo l'impulso e barra di crominanza e di luminanza sono separati.

Un comando calibrato di ritardo è posto sul percorso della luminanza, e un controllo calibrato di guadagno sull'altro, questo rende possibile variare il ritardo relativo tra i due segnali di ± 100 μs, e la relativa ampiezza di ± 3 dB. I due segnali sono ricombinati e inviati ad un oscilloscopio. Questo sistema permette di eliminare la distorsione di guadagno e ritardo presente nell'impulso e barra.

Il miglior sistema per ottenere questo è per prima cosa di regolare il controllo di guadagno finché la linea di base al centro della barra sia al livello di nero e quindi manovrare il controllo di ritardo fino ad ottenere la base dell'impulso piatta.

È possibile che si verifichi il caso che altri tipi di distorsione provochino delle variazioni di forma dell'inviluppo dell'impulso di crominanza relativamente a quello dell'impulso di luminosità e che per questa ragione sia impossibile ottenere una base perfettamente piatta; in tal caso il comando di ritardo deve essere regolato in modo che la linea di base sia il più simmetrica possibile.

L'entità di distorsione per ineguaglianza di ritardo e di guadagno tra crominanza e luminosità presenti nel complesso sotto controllo possono ora essere lette direttamente sui comandi relativi.

Usando questo metodo è stato possibile misurare il ritardo entro 2 μ e l'ampiezza entro 0,1 dB.

3. - GENERATORE DI IMPULSI E BARRE DI COLORE

Il generatore fornisce tre forme d'onda base e cioè:

1) Un impulso composto e un segnale di barra per apparecchiature monocromatiche o per misure del canale di luminanza di apparecchiature a colori. Possono essere scelti entrambi gli impulsi e barre a T o 2 T.

La forma d'onda è mostrata in fig. 14.

Una ulteriore caratteristica è che l'ampiezza dell'impulso e della barra possono essere ridotte di 10 dB e poste sopra un piedestallo ad ampiezza variabile. (Fig. 15).

Questo segnale è usato per controlli di trasmettitori, o altri sistemi a bande laterali, dove l'ammontare della distor-

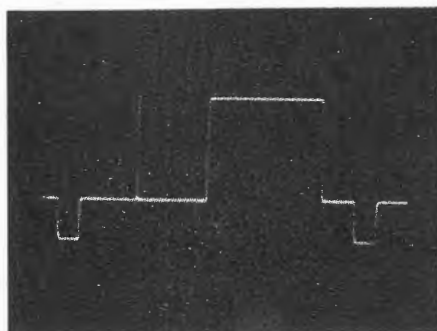



Fig. 14.

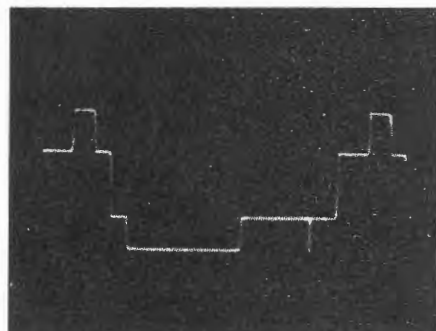



Fig. 15.

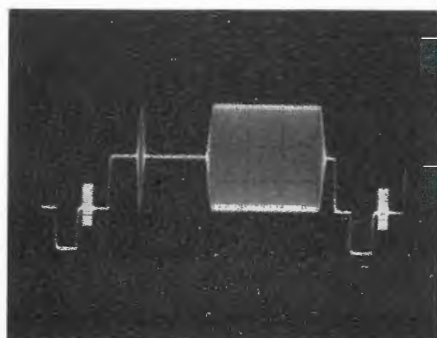



Fig. 16

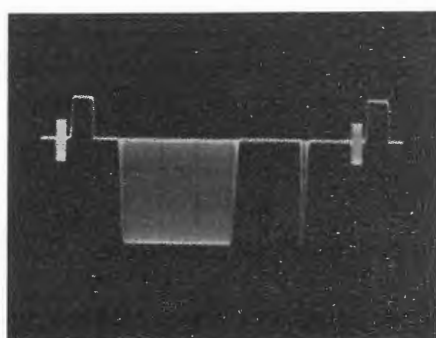



Fig. 17.

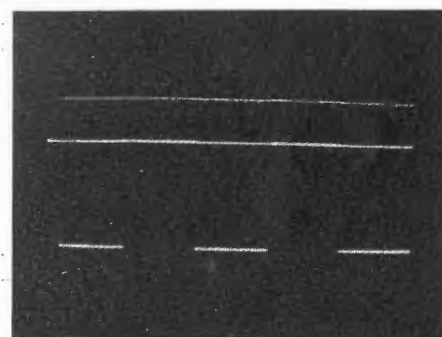



Fig. 18.

sione presente dipende dalla profondità di modulazione.

L'ampiezza ridotta dell'impulso e della barra possono essere usati per controllare la risposta ai transitori dal nero al bianco, a bassa profondità di modulazione.

2) Entrambi i due impulsi di colore e forme d'onda di barra, e in ciascun caso possono essere scelti i tempi Tc o 2 Tc. In queste forme d'onda rappresentate in fig. 16 e 17 è fornito uno *scoppio* di colore.

3) Un segnale ad onde quadre di frequenza 50 Hz. (Fig. 18).

Il generatore può essere comandato da impulsi esterni, o usato come unità auto oscillante, quando una sola informazione di linea deve essere presente nella forma d'onda di uscita.

4. - COSTRUZIONE DEL GENERATORE

Il generatore di impulsi e barre di colore è completamente transistorizzato e costruito in forma modulare, i moduli sono contenuti in un pannello che occupa 7" in altezza in un rack da 19" (vedi fig. 19).

Le piastre dei circuiti stampati sono usate in ciascun modulo, *le/* e sono fissate al pannello il quale compone il frontale del generatore. I controlli operazionali associati con i moduli sono montati su questi pannelli. Le piastre scorrono nelle guide del telaio e si innestano con i connettori a 16 vie montati su di una addizionale piastra stampata la quale è fissata attraverso il retro del telaio. Il circuito stampato di questa piastra è usato per l'interconnessione tra i vari moduli.

Il complesso è alimentato con c.a. di rete o con due batterie da 24 V.

In fig. 20 è rappresentato uno dei moduli.

5. - SCHEMA A BLOCCHI

Uno schema a blocchi semplificato del generatore è mostrato in fig. 21.

I tempi delle forme d'onda per l'impulso e barra e del segnale a onde quadre possono essere derivati da impulsi di sincronismo esterno e di blancking o da un multivibratore a oscillazioni libere. Questi tempi di forme d'onda sono utilizzate dai circuiti generatori di impulsi e segnali di barra monocromatici e di colore, e dal generatore a onde quadre. Per l'impulso e il segnale di barra monocromatici e di colore è usato uno stadio di uscita unico, mentre vi è uno stadio di uscita separato per le onde quadre. La sottoportante di colore può essere ottenuta tramite un oscillatore a cristallo interno o una sorgente esterna.

Lo schema a blocchi dettagliato è rappresentato in fig. 22, dove le linee tratteggiate indicano la divisione del circuito in moduli.

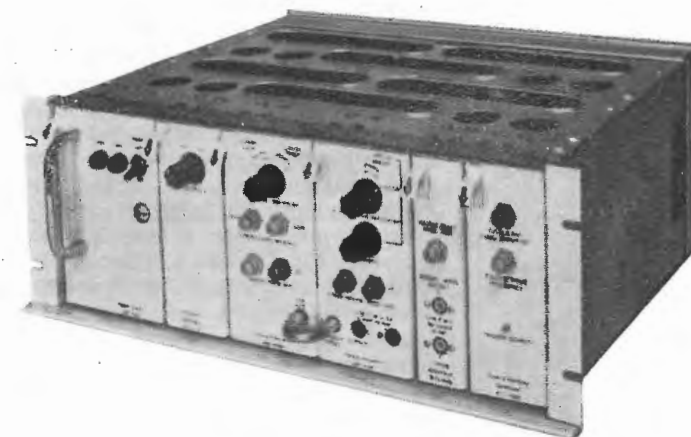



Fig. 19.

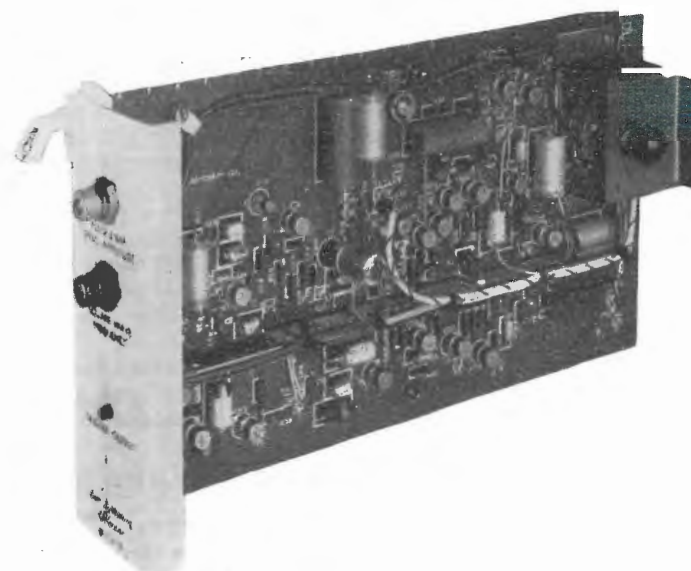



Fig. 20.

6. - CIRCUITI TEMPORIZZANTI

Per ottenere un basso grado di instabilità nei tempi dell'impulso e barra sono usati circuiti utilizzanti diodi tunnel.

Tutti i tempi sono derivati dal fronte di salita degli impulsi sincronizzanti, cosicché sarà presente la minima instabilità sincronizzando questo punto.

Lo schema a blocchi mostra il generatore commutato verso la condizione di guida esterna.

Gli impulsi esterni miscelati di sincronismo e di blanking sono inviati in identici circuiti rigeneranti di Schmitt.

L'uscita di sincronismo guida un multivibratore che è usato per comandare i circuiti temporizzanti per l'impulso e barra.

Il circuito base usato per i tempi dell'impulso e barra è mostrato in fig. 23.

Il circuito è comandato dalla commutazione del transistor in condizione on. C_1 è inizialmente caricato così che una corrente sinusoidale dovrà iniziare a fluire nel circuito risonante formato da L_1, C_1, D_1, X_1 e VT_1, come si vede in fig. 23.

Le caratteristiche del diodo tunnel sono mostrate in fig. 24.

Quando la corrente raggiunge in questa caratteristica il picco I_p è raggiunta la zona a resistenza negativa e qui vi è un rapido aumento di tensione di capi del diodo, la quale favorisce il fronte positivo di sincronizzazione.

Un sincronismo negativo è prodotto quando la corrente nel diodo tunnel è scesa al valore I_v. Dopo il primo semi ciclo, i diodi D_1 e D_2 sono *interdetti* e interrompono il circuito risonante che però viene ricostituito mediante L_2, C_1, D_3, D_4 e C_2 la seconda semionda mostrata in fig. 23 può fluire attraverso questo circuito producendo l'impulso di sincronizzazione grazie al diodo tunnel X_2. Quando D_1 è *interdetto*, proprio dopo che la corrente del condensatore è passata per lo 0, il transistor VT_1 è portato all'interdizione. Dopo il completamento del secondo semiperiodo

dell'onda sinusoidale, C_1 sarà caricato alla sua polarità originale.
Due di questi circuiti temporizzatori sono usati per generare il sincronismo per l'impulso, inizio e fine di barra, e impulsi di sincronizzazione per oscillazioni libere. Il temporizzatore può essere convenientemente regolato alterando il valore dell'induttanza.
Usando questo tipo di circuiti temporizzatori, l'instabilità sull'impulso relativo al fronte di salita dell'impulso di sincronizzazione è inferiore a 2 μs.
Quando il generatore è commutato in posizione di oscillazione libera, il multivibratore che comanda i circuiti temporizzatori a diodo tunnel funziona in oscillazione libera e comanda anche il generatore di blanking.

7. - ONDE QUADRE

L'uscita di queste e degli impulsi di sincronizzazione sono inviati nel rigeneratore di sincronismo e di blanking al posto di quelli esterni.
L'uscita a onde quadre è generata da un multivibratore che può essere monostabile ed in questo caso viene comandato dagli impulsi di blanking; o può essere astabile e funzionare in oscillazioni libere.
L'impulso di sincronizzazione e di blanking sono sommati per ottenere l'onda quadra composta.

8. - IMPULSI E BARRE MONOCROMATICI

La rete per formare le sinusoidi squadrate usate per generare impulso e barra monocromatici deve essere comandata con un rapido impulso avente una durata minore di 0,2 volte l'impulso di uscita, e la barra deve avere tempo di salita e di discesa più veloci di 0,2 volte quelli della barra di uscita.
Per ottenere sufficiente energia nell'impulso, per ottenere un rapporto impulso-barra pari all'unità in uscita, il picco di ampiezza dell'impulso deve essere maggiore di 5 volte l'ampiezza della barra che comanda la rete.
L'impulso è generato da un circuito che è comandato dall'uscita del temporizzatore a diodo tunnel.
Il circuito base è mostrato in fig. 25. Un comando positivo è applicato alla base di VT_1, il quale diventa conduttore.
La tensione di collettore cade rapidamente, e questo causa un flusso di corrente sinusoidale nel circuito risonante formato da L_1, C_1, R_1 e la giunzione polarizzata nel senso di conduzione, base emettitore del transistor VT_1. Dopo il primo semiciclo, VT_1 è interdetto, e il circuito è fortemente smorzato, così che la corrente di collettore di VT_1 sarà una semisinusoide. Questo è trasferito sul collettore di VT_1 come un impulso negativo e il carico di collettore è di 75 Ω per avere l'adattamento con la rete per la formazione delle sinusoidi squadrate, che ha una impedenza caratteristica di 75 Ω. La barra è generata mediante un circuito trigger di Schmitt che è commutato da un comando del circuito a diodi tunnel e genera barre negative. È usato uno stadio di uscita riferito a massa, con un carico di 75 Ω come il generatore di impulsi. Un transistor VHF è usato nel generatore di barre e di impulsi per avere una capacità molto ridotta in parallelo ai 75 Ω di carico per ottenere una precisa impedenza di comando per la rete.
Per generare le forme d'onda T e 2T per gli impulsi e barre monocromatici sono usate due reti di squadratura. Il circuito di queste è indicato in fig. 26. Un attenuatore da 10 dB sull'uscita delle reti può essere inserito per ridurre l'ampiezza dell'impulso e barra.
L'uscita delle reti di squadratura termina con una resistenza da 75 Ω ± 1% sull'ingresso dell'amplificatore di uscita, dove il segnale viene invertito. Questo è un amplificatore controreazionato che presenta una risposta piatta sia di fase che di ampiezza sino ad oltre 10 MHz per prevenire qualsiasi distorsione del segnale di impulso e barra. La capacità di ingresso dell'amplificatore, che shunta la resistenza finale della rete è molto bassa.
L'impedenza di uscita dell'amplificatore è 75 Ω. Gli impulsi di sincronizzazione e il piedistallo sono sommati all'uscita, che è prelevata dallo zoccolo sul pannello frontale. Oltre al normale piedestallo regolabile utilizzabile con l'ampiezza degli impulsi e barre ridotta, un piccolo piedestallo può essere sommato alla forma d'onda normale.

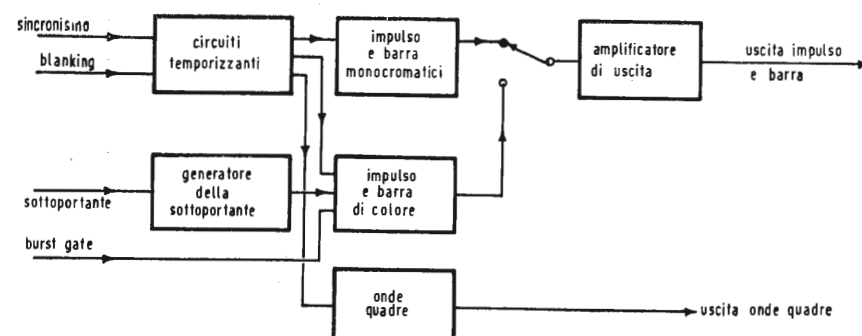
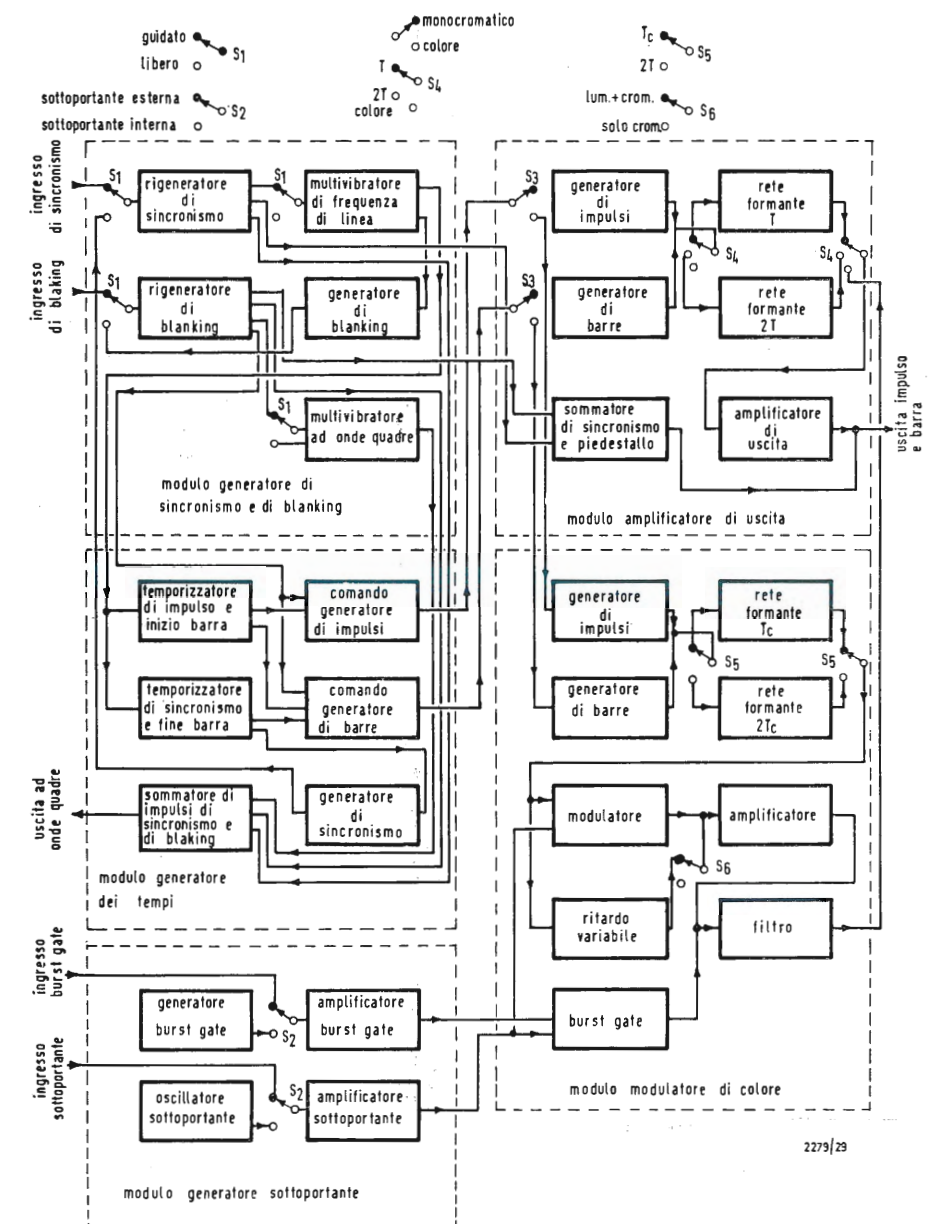



Fig. 21.

Fig. 22.

Per prevenire interferenze della rete di comando impulsi sull'uscita, la rete e l'amplificatore sono montati in involucri schermati e separati, ed una alimentazione separata è usata per l'amplificatore.

9. - IMPULSO E BARRA DI COLORE

Per ottenere la stabilità di frequenza richiesta per la sottoportante di colore, è usato un oscillatore a cristallo. Per il sistema NTSC 625 linee, la frequenza nominale della sottoportante è 4, 4296875 MHz. Con l'uso del cristallo, questa frequenza è mantenuta costante entro ± 150 Hz. Può essere usata in alternativa una sottoportante esterna.
Il tipo di sorgente scelta è inviato ad un amplificatore sintonizzato che è provvisto di uno stadio di controllo automatico di guadagno al fine di mantenere una ampiezza costante di sottoportante nella forma d'onda di uscita.
L'impulso base di colore e il segnale di barra sono ottenuti da una rete di squadratura allo stesso modo che per impulso e barra monocromatici.
Poiché per impulso e barra di colore è richiesta una più lenta temporizzazione la rete ha una impedenza caratteristica di 225 Ω, per ridurre l'alto valore di induttanza richiesto per una impedenza di 75 Ω. La rete è montata in un involucro schermato per eliminare accoppiamenti con gli impulsi di guida.
La rete di squadratura per il colore è comandata da un impulso e barra simili a quelli della rete monocromatica, e sono generati da un circuito similare.
L'uscita della rete è nella forma di un impulso e barra invertito, e si divide in due vie.
Una via contiene il modulatore, dove è generata la forma d'onda modulata, e l'altra, che è la *via* video, contiene un circuito a ritardo variabile.
È usato un modulatore ad anello, il cui circuito base è indicato in fig. 27. In questo circuito sono usati due trasformatori uguali con un avvolgimento a

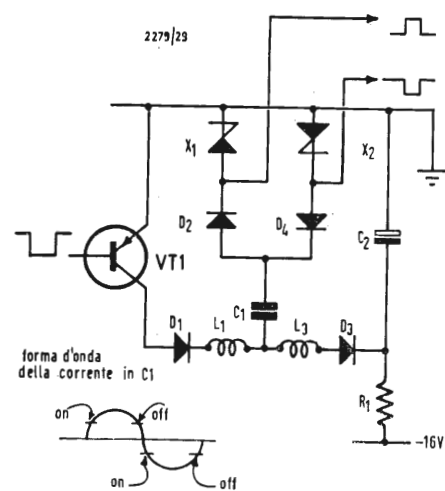



Fig. 23.

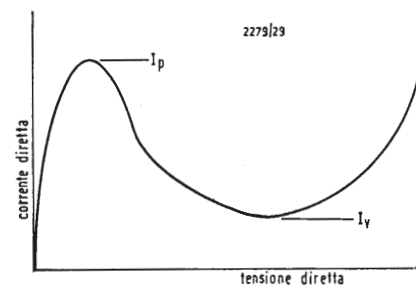



Fig. 24.

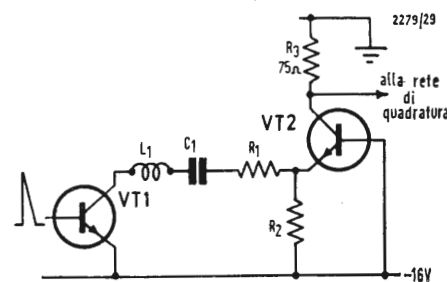
presa centrale, e 4 diodi collegati ad anello.

La sottoportante entra nel trasformatore T_2 e circola attraverso D_1 e D_2 durante un semiciclo, e D_3 e D_4 durante l'altro. Quando i diodi sono conduttori la giunzione dei due diodi in ciascun caso viene portata al potenziale di terra così che, alternativamente, i due estremi dell'avvolgimento a presa centrale di T_1 si trovano al potenziale di terra per un semiciclo di sottoportante. Se la presa centrale è pure al potenziale di terra, non si svilupperà alcun segnale ai capi dell'avvolgimento e in questo modo non vi sarà alcuna uscita.

Se un potenziale di polarizzazione viene applicato alla presa centrale di T_1, la polarità di terra che si viene a trovare alternativamente sui due capi dell'avvolgimento produce un segnale di frequenza pari a quello della sottoportante, il quale sarà trasferito all'uscita.

L'ampiezza di questo segnale sarà proporzionale alla polarizzazione, così applicando impulso e barra in questo punto l'uscita ottenuta sarà una sottoportante modulata in ampiezza, e un inviluppo di forma uguale a quella dell'impulso e barra.

Se il livello di corrente continua dell'impulso e barra all'ingresso del modulatore è regolato così, che la linea di base si trovi al potenziale di terra, non vi sarà sottoportante presente su questa linea di base e in questo modo si ottiene la forma d'onda dell'impulso e barra di colore mostrato in fig. 2. Per ottenere un buon bilanciamento del circuito modulatore, i diodi usati sono scelti dal costruttore in modo da avere caratteristiche di conduzione diretta molto simili. Al fine di compensare il rimanente sbilanciamento, è previsto un controllo di bilanciamento inserendo delle resistenze variabili nel punto di congiunzione di D_1 e D_2 e di D_3 e D_4 e aggiungendo della capacità di trimmer in parallelo ai diodi e due dei quali sono variabili. Il modulatore ad anello compensato è mostrato in fig. 28.

La sottoportante modulata presente all'uscita del modulatore ad anello è in pratica un'onda quadra, e cioè contiene una quantità relativamente grande di armoniche dispari. Queste vengono filtrate dalla forma d'onda d'uscita. Il ritardo variabile è incluso nel canale di luminanza per permettere che il ritardo dell'impulso di luminanza e barra, relativamente al segnale modulato, possa essere variato da un comando sul pannello frontale. Il circuito usato è mostrato in fig. 29.

X_1 e X_2 sono dei diodi a capacità variabile, i quali insieme con L_1 formano un filtro passa basso.

Variando la tensione inversa sui diodi la loro capacità viene alterata, e perciò la frequenza di taglio e il ritardo attraverso il filtro sono variati.

La frequenza di taglio del filtro è molto più alta del limite superiore dello spettro di frequenza dell'impulso e barra, cosicché il filtro non ha influenza sulla forma dell'onda.

Con questo ritardo variabile, il ritardo tra luminanza e crominanza all'uscita può essere variato di circa 15 ns.

L'uscita da questa rete è sommata all'uscita del modulatore.

Un interruttore incorporato permette che il segnale video sia spento per la sola forma d'onda di crominanza. All'uscita del modulatore vi è pure un controllo di guadagno che permette di regolare l'ampiezza degli impulso e barra modulati, per regolare il bilanciamento di guadagno tra luminanza e crominanza. Il segnale viene fatto passare attraverso un amplificatore, dopo il quale è aggiunta la sottoportante mediante il ponte a 4 diodi. Dopo questo vi è il filtro che elimina dalla portante le armoniche indesiderate.

Di queste, la terza armonica ha la maggiore ampiezza, e per questo si usa un filtro che presenta la massima attenuazione proprio in corrispondenza a questa frequenza.

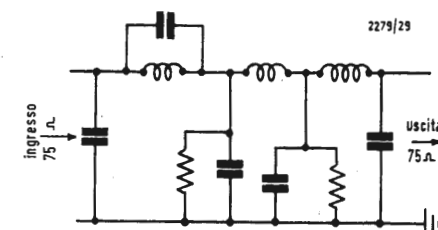
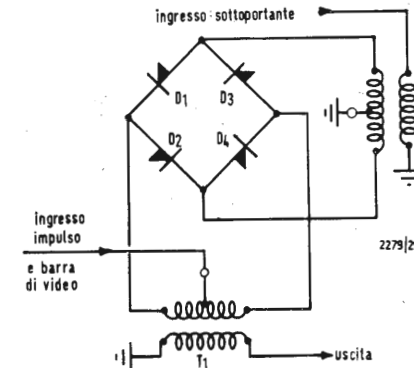
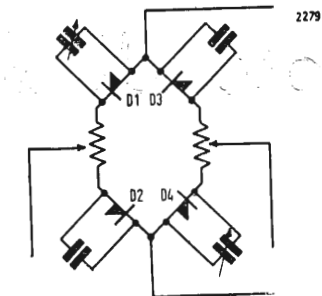
L'impedenza caratteristica di questo filtro è di 75 Ω e la sua uscita è applicata allo stesso amplificatore di uscita che si è usato per impulso e barra monocromatici e dove l'impulso di sincronismo e il piedestallo sono sommati.

Fig. 25.

Fig. 26.

Fig. 27.

Fig. 28.

Fig. 29.

10. - CONCLUSIONI

Le forme d'onda di impulso e barra di colore sono adatte per provare le prestazioni del canale di crominanza di un sistema televisivo a colori, per il quale i segnali standard di impulso e barra non sono sufficientemente sensibili per rivelare la distorsione entro la banda di crominanza.

La forma d'onda luminanza + crominanza è particolarmente adatta per misure di ineguaglianza di ritardo e guadagno tra luminanza e crominanza. Il generatore descritto fornisce le forme d'onda di impulso e barra di colore sia di crominanza o luminanza + crominanza e permette di scegliere, in ciascun caso la larghezza di banda degli impulsi di crominanza di ± 2 MHz o ± 1 MHz. Inoltre dallo stesso complesso sono ottenibili impulso e barre monocromatici e un segnale ad onda quadre.

A

Colmare una lacuna....

A proposito della preparazione dei tecnici per la TV a colori, una nota Casa (la G.B.C., per non fare nomi) ha recentemente diffuso un foglio dove si illustrano la necessità e i vantaggi di specializzarsi in TVC e, rivolgendosi al lettore, asserisce che in Italia non esiste alcun testo per istruirsi in proposito, per cui la detta Casa « per colmare tale lacuna » ha previsto per il 1967 la pubblicazione di un corso di TVC a fascicoli.

A noi sembra che se c'è una lacuna da colmare, è anzitutto nella documentazione tecnica della G.B.C. E' mai possibile che non sia a conoscenza del corso di TVC in 8 volumi, coordinato dall'Ing. Alessandro Banfi, ed edito da « Il Rostro »? Corso del quale è già esaurita la 1ª edizione (la 2ª è già in ristampa), corso che è stato tradotto in lingua spagnola, e adottato su vasta scala in tutta la Spagna; corso che ha già ottenuto un successo che supera le proverbiali più rosee speranze.

Ricordiamo alla poco informata G.B.C. che fin dal 1957 la stessa Casa editrice « Il Rostro » pubblicò un volume intitolato « I ricevitori di televisione a colori » opera di uno specialista di fama come l'Ing. Fabio Ghersel; detto volume comprende la parte generale della TVC (e cioè la colorimetria, lo standard di TVC), il sistema NTSC, i tipi di ricevitori, i tubi tricromici; le parti comuni al ricevitore monocromatico e le parti nuove per il colore; molti schemi di ricevitori TV completi, ed è quindi di grande utilità anche attualmente.

Infine, senza fare della pubblicità a favore della concorrenza, ci risulta che altri corsi di TVC siano disponibili anche in Italia.

E' mai possibile, ripetiamo, che la G.B.C. ignori tutto ciò?

La risposta può essere affermativa; allora consigliamo la sullodata Casa ad aggiornare la sua documentazione e soprattutto ad astenersi dallo stampare dichiarazioni a carattere assoluto, che le potrebbero procurare seri guai.

La Direzione

Piero Soati

Note di servizio dei ricevitori di TV Autovox modelli 565, 765, 865

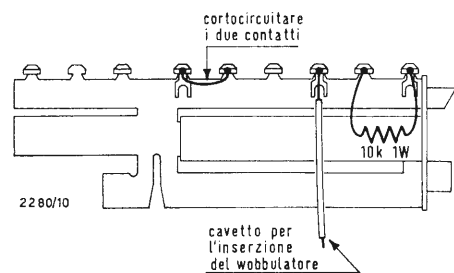



Fig. 1.

1. - CARATTERISTICHE GENERALI

I ricevitori per TV Autovox modelli 565, 765 e 865 sono adatti per la ricezione dei canali italiani nella gamma VHF, e nella gamma UHF compresa fra 470 e 490 MHz. *Media frequenza video* portante audio 40,25, portante video 45,75. *Ingresso d'antenna*, del tipo bilanciato a 300 Ω. *Potenza di uscita*, 2,5 W. *Alimentazione* a 220 V o universale, tramite autotrasformatore inseribile sul telaio. *Assorbimento*, 150 W. *Ampiezza orizzontale e verticale* mantenute costanti tramite l'impiego dei varistori VDR601/602 che compensano le variazioni della rete.

2. - VALVOLE IMPIEGATE

V_{001} = PC88 amplificatrice UHF; V_{002} = PC86 oscillatore convertitore UHF; V_{101} = PC900 amplificatrice VHF; V_{102} = PCF801, oscillatore convertitore VHF; V_{201} = EF183, amplificatrice MF video; V_{202} = 9EA8, amplificatrice MF video e separatrice; V_{401} = PCL84, amplificatrice finale video e CAG; V_{301} = PCF80, amplificatrice MF audio; V_{302} = PCL86, preamplificatrice e amplificatrice finale audio; V_{601} = PCL85, oscillatrice e amplificatrice finale verticale; V_{701} = PCF80, oscillatrice orizzontale e invertitrice; V_{702} = PL36, amplificatrice orizzontale; V_{703} = PY 81, economizzatrice; V_{704} = DY86, raddrizzatrice EAT; TV_{565} = cinescopio 19AMP4; TV_{765} = cinescopio 23CMP4/AW59/90 110°, 0,3A; TV_{865} = cinescopio 23 DGP4/23BEP4/AW59-16. D_{201} = OA90 rivelatore video; D_{301} = D_{302} = rivelatore audio; D_{501} = D_{502} = 1G20-OA81, controllo automatico di frequenza; D_{801} = BY100 alimentazione.

3. - NORME PER L'INSTALLAZIONE

Per l'installazione dei suddetti televisori dovranno essere seguite le solite norme tenendo presente che nelle zone marginali, dove sia presente un segnale piuttosto debole, qualora sia necessario ritoccare il potenziometro del contrasto P_{402} che è posto sulla sinistra del comando di sincronismo orizzontale, occorre regolare anche, dopo aver portato il contrasto al massimo, il potenziometro P_{501} in modo da ottenere un'immagine esente da distorsioni.

4. - NORME DI ALLINEAMENTO

4.1. - Avvertenza

Il telaio è collegato alla rete: occorre perciò evitare che qualsiasi collegamento di terra venga anche inavvertitamente in contatto col telaio; ciò può provocare grave danno.
Si consiglia pertanto quando è stato tolto il pannello per controllo o riparazione del televisore, di collegare il ricevitore alla rete tramite un trasformatore con primario e secondario isolati fra loro (rapporto 1:1).
Tale provvedimento, che d'altronde rappresenta anche una sicurezza per l'operatore, si rende indispensabile allorché si debbano effettuare misure con strumenti collegati a terra.
Prima di iniziare una qualunque operazione di allineamento accendere e lasciare riscaldare il televisore per circa 15 minuti.

4.2. - Strumenti occorrenti per l'allineamento

1) Un generatore di segnali di riferimento (marker) con le seguenti caratteristiche:
alta precisione e stabilità di frequenza nonché possibilità di controllo della taratura della frequenza con quarzi piezoelettrici; gamma di frequenza 30 ÷ 220 MHz; regolazione del segnale d'uscita; segnali marker tali da non deformare la curva in esame.
2) Un vobbulatore con le seguenti caratteristiche:
gamma di frequenza 30 ÷ 220 MHz; spazzolamento variabile 0 ÷ 20 MHz con segnale d'uscita a RF d'ampiezza costante; regolazione della tensione d'uscita con attenuatore.
3) Un oscillografo con le seguenti caratteristiche:
alto quadagno dell'amplificatore verticale; possibilità di taratura dell'asse verticale.
4) Un voltmetro a valvola con le seguenti caratteristiche:
funzionamento in corrente continua e

Fig. 2.

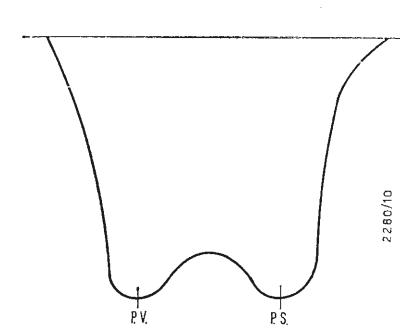
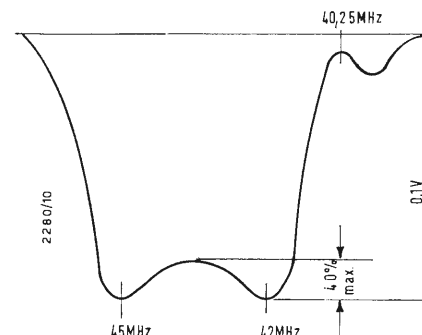



Fig. 3. Fig. 4.

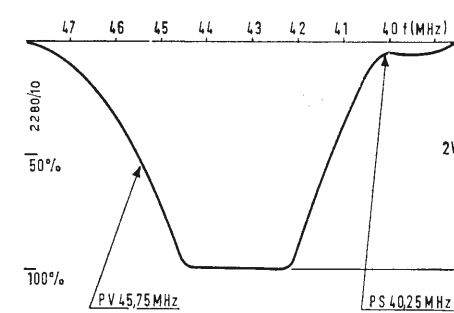



Fig. 5.

in corrente alternata; fornito di sonda con rivelatore a cristallo per lettura in RF; fornito di commutatore per lettura di tensioni di polarità opposta.
5) Un alimentatore di tensioni negative per la polarizzazione: —20 ÷ 0 V con due uscite separate.

4.3. - Allineamento MF video

1) Togliere il fusibile F_{701} (0,4 A).
2) Applicare una tensione negativa di 6 V tra il punto B e massa; se il vobbulatore ha una tensione d'uscita scarsa, si può diminuire la polarizzazione del punto B senza però provocare distorsione della curva in esame.
3) Inserire nel sintonizzatore VHF una basetta come indicato in fig. 1.
4) Collegare il vobbulatore (regolato per una frequenza di circa 43 MHz) tra il cavetto saldato alla basetta fig. 1 e la massa.
5) Spingere il tasto VHF.
6) Collegare l'oscillografo tramite il rivelatore di fig. 2 al punto *A* della valvola V_{201} (EF183 piedino 7).
7) Regolare a metà la capacità del compensatore C_{203} ed estrarre il nucleo di T_{201}.
8) Regolare l'accordo della trappola suono L_{201} (nucleo superiore) per il minimo a 40,25 MHz.
9) Regolare l'accordo dei circuiti L_{109} e L_{202} (nucleo inferiore) fino ad ottenere una curva come in fig. 4. Il picco a frequenza più bassa deve coincidere con il marker a 42 MHz e la differenza di livello tra i picchi e la valle della curva deve essere la minima possibile. Regolare la capacità del compensatore C_{203} fino a far coincidere il picco a frequenza più alta con il marker a 45 MHz (fig. 4).
10) Collegare l'oscillografo al punto *D* tramite una resistenza da 10 kΩ.
11) Accordare T_{201} e T_{202} al centro della curva. Dovrà risultare la curva di fig. 5. Per eventuali ritocchi del livello della portante video, agire su C_{203} e quindi sui circuiti T_{201} e T_{202}.

4.4. - Taratura della MF L 005

Per la taratura della MF L_{005} situata nel sintonizzatore UHF, se non si dispone di una adeguata strumentazione, è consigliabile effettuare la regolazione con il monoscopio della trasmittente che permette di eseguire una messa a punto di fortuna da ritenersi però soddisfacente. A tale scopo operare nella seguente maniera:
1) Effettuare l'allineamento completo della MF video come indicato precedentemente.
2) Sintonizzare il televisore sul secondo canale e regolare il nucleo della bobina L_{005} fino ad ottenere la migliore immagine possibile.

5. - ALLINEAMENTO DEL SINTONIZZATORE VHF

5.1. - Taratura del circuito di neutralizzazione

1) Polarizzare il punto *B* con una tensione fissa di —7,5 V.
2) Collegare il vobbulatore ai morsetti di antenna, il cavo di uscita del vobbulatore deve terminare con una impedenza di 300 Ω bilanciati verso massa. Quando il cavo d'uscita non termini con l'impedenza richiesta occorre adattarlo con resistenze antinduttive (ad impasto) come indicato in fig. 6. La resistenza R_0 non va inserita se il cavo di uscita del vobbulatore è chiuso su di una resistenza uguale all'impedenza caratteristica.
3) Inserire il canale *H*, regolare la frequenza del vobbulatore e inserire i marker della portante video e della portante audio del canale *H*.
4) Collegare l'oscillografo al punto *E* tramite una resistenza da 10 kΩ.
5) Regolare la sintonia fino ad ottenere una curva come in fig. 3.
6) Polarizzare il punto *C* con una tensione negativa di 20 V (è importante che la tensione di polarizzazione abbia —20 V poiché deve portare la valvola all'interdizione) ed aumentare l'uscita del vobbulatore fino ad ottenere una curva ben visibile sull'oscillografo.
7) Regolare la capacità del compensatore C_{106} (fig. 7) per la minima ampiezza della curva di risposta.

5.2. - Taratura dei circuiti di antenna e intervalvolare

1) Polarizzare il punto *B* con una tensione fissa di —7,5 V.
2) Collegare il vobbulatore ai morsetti di antenna adattato per una impedenza di 300 Ω (ved. «Taratura del circuito di neutralizzazione» punto 2).
3) Inserire il canale *H* e disporre il vobbulatore e il generatore, marker secondo le indicazioni della tabella 1.
4) Collegare l'oscillografo al punto di controllo *PC* fig. 7 tramite una resistenza da 10 kΩ.
5) Variare la distanza tra le spire di ogni avvolgimento del circuito intervalvolare (L_{105} e L_{106}) e del circuito d'antenna (L_{103}) fino ad ottenere una curva come in fig. 3 con la massima ampiezza.
6) Ripetere l'operazione 5) per tutti gli altri canali.

5.3. - Allineamento della trappola a 5,5 MHz e della MF suono

1) Collegare il generatore a 5,5 MHz tra il punto *D* e massa tramite un condensatore da 10.000 pF.
Se non si dispone di un generatore a 5,5 MHz eseguire la taratura col segnale RAI regolando per l'attenuazione, la manopola del contrasto e della sintonia.
2) Collegare il voltmetro a valvola (in corrente continua) tra il punto *G* e massa.
3) Accordare L_{301}, L_{403} e T_{301} (nucleo inferiore) per la massima uscita. La tensione di uscita va mantenuta durante l'accordo tra 1 e 5 V cc agendo sul segnale d'uscita del generatore.

Zo	Ro	R1
50Ω	56Ω	120Ω
72Ω	82Ω	110Ω
92Ω	110Ω	100Ω

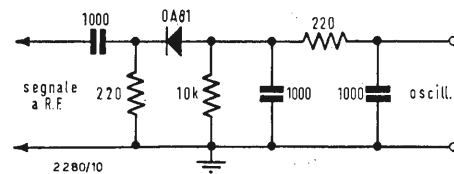
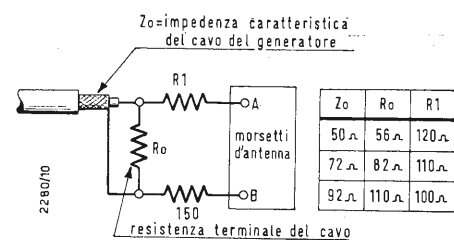



Fig. 6.

Tabella 1.

Canali	Gamma di frequenza	Portante video	Portante audio
A	52,5 ÷ 59,5 MHz	53,75 MHz	59,25 MHz
B	61 ÷ 68 MHz	62,25 MHz	67,75 MHz
C	81 ÷ 88 MHz	82,25 MHz	87,75 MHz
D	174 ÷ 181 MHz	175,25 MHz	180,75 MHz
E	182,5 ÷ 189,5 MHz	183,75 MHz	189,25 MHz
F	191 ÷ 198 MHz	192,25 MHz	197,75 MHz
G	200 ÷ 207 MHz	201,25 MHz	206,75 MHz
H	209 ÷ 216 MHz	210,25 MHz	215,75 MHz

Fig. 7.

4) Ripetere l'operazione del punto 3.
5) Regolare l'attenuatore del generatore per inviare al circuito un segnale di 50 mV.

5.4. - Taratura dell'oscillatore RF

1) Applicare la tensione di polarizzazione ed il vobbulatore come indicato dal precedente paragrafo nei punti 1), 2), 3).

2) Polarizzare il punto *B* con una tensione fissa di —7,5 V.

3) Collegare l'oscillografo fra il punto *D* e massa tramite una resistenza da 10 kΩ.

4) Disporre il comando di sintonia al centro corsa. Accordare l'oscillatore fino a far coincidere il marker delle portanti video e suono nelle posizioni indicate dalla fig. 3. La portante video dovrà risultare al 50% dell'ampiezza massima della curva totale.

5) Ripetere le operazioni per tutti i canali *A-B-C-D-E-F-G*. Le frequenze delle portanti video e audio sono indicate nella tabella 1.

6) Accordare il nucleo inferiore del trasformatore T_{301} per la massima uscita.
7) Inserire, tra il punto *G* e la massa, due resistenze in serie da 100 kΩ ± 5%.
8) Collegare il voltmetro a valvola tra il punto *F* ed il centro delle due resistenze da 100 kΩ.
9) Accordare il nucleo superiore del trasformatore T_{301} per lettura zero sul voltmetro a valvola.
10) Collegare il voltmetro a valvola (con sonda RF) tra il punto *E* e massa.
11) Regolare l'attenuatore del generatore per la massima uscita e accordare L_{403} per la minima lettura sul voltmetro elettronico.

5.5. - Allineamento dell'oscillatore orizzontale

1) Sintonizzare il televisore sulla stazione locale.
2) Ruotare in senso orario il potenziometro P_{501} a fine corsa.
3) Collegare il voltmetro a valvola per corrente continua tra il punto *H* e massa.
4) Disporre a metà corsa il potenziometro di centraggio orizzontale P_{701}.
5) Sincronizzare l'immagine regolando il nucleo della bobina L_{701}.
6) Controllare che la tensione indicata dal voltmetro a valvola sia compresa tra 7,5 e 8,5 V. Se risultasse maggiore di 8,5 V è necessario svitare il nucleo e mantenere la sincronizzazione con P_{701} fino ad ottenere 7,5-8,5 V. Se la lettura fosse inferiore ai 7,5 V il nucleo va invece avvitato.

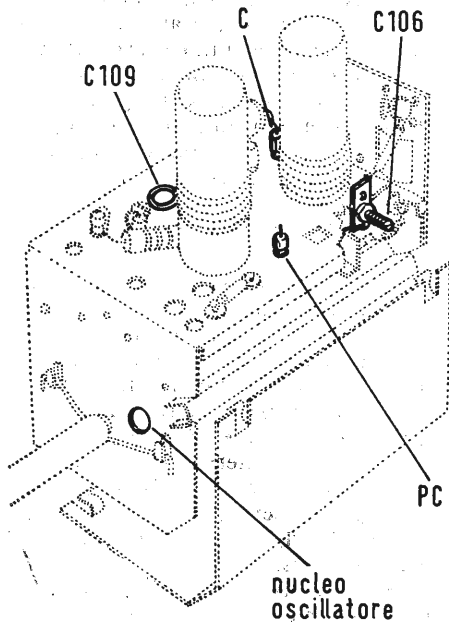



Fig. 8 - Pannello posteriore dei modelli Zaffiro 2° e Giada 2°.

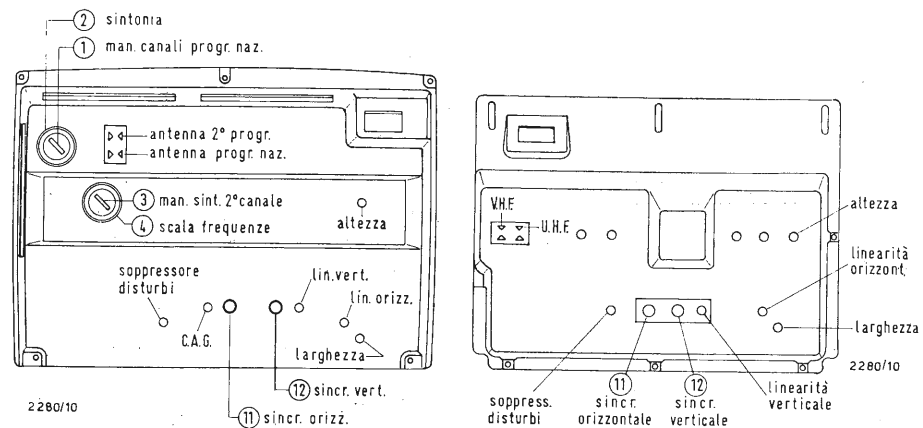



Fig. 9 - Pannello posteriore del modello Gioiello.

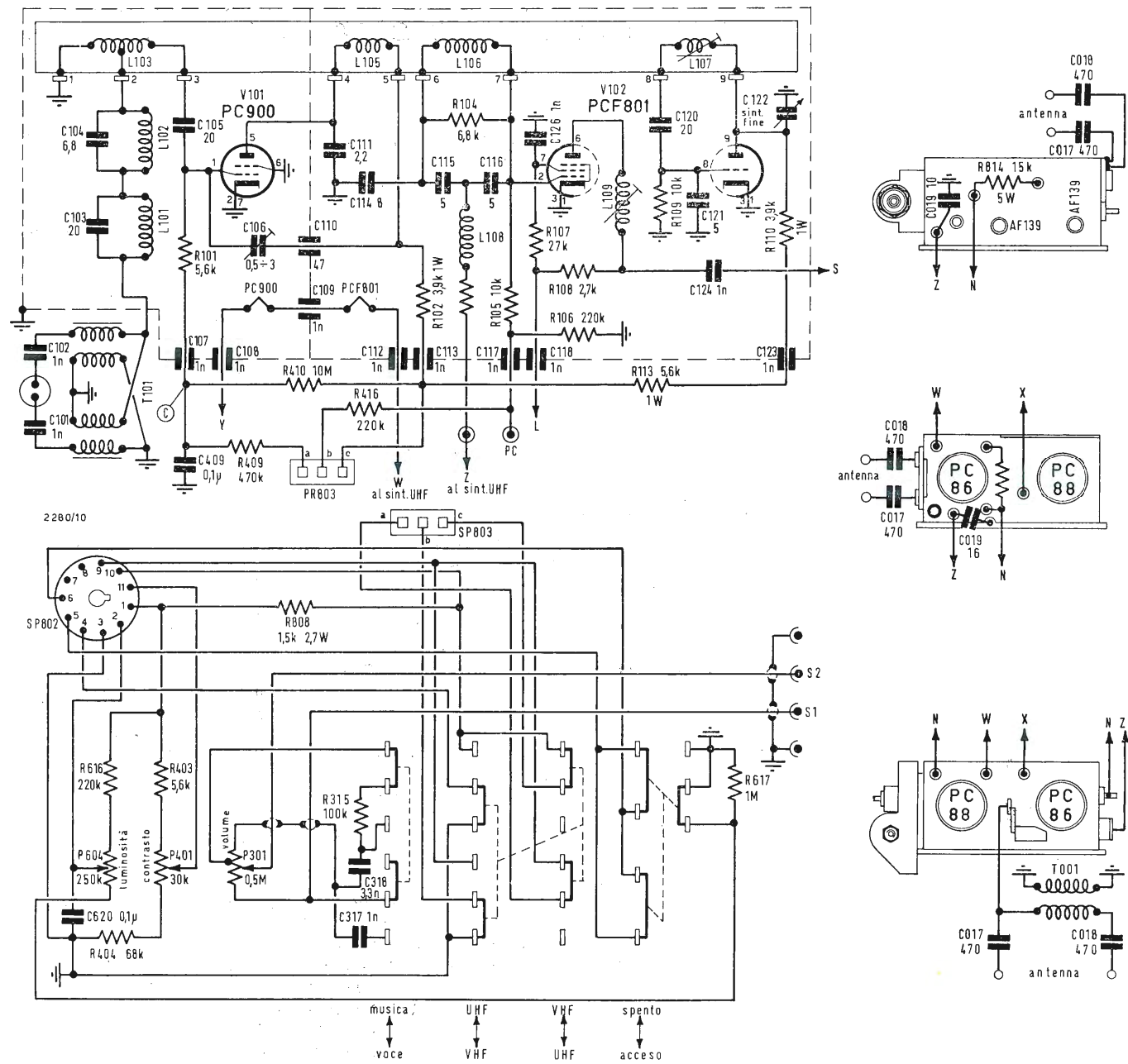



Fig. 10.

7) Collegare a massa il punto *I* e il punto *L* e sincronizzare la frequenza orizzontale mediante P_{701}.
8) Controllare che la commutazione da un canale all'altro avvenga senza perdita di sincronismo orizzontale.

5.6. - Regolazione del soppressore disturbi

1) Sintonizzare il televisore sulla stazione locale (l'ampiezza della portante video deve essere di qualche decina di millivolt).
2) Regolare il comando del contrasto per il minimo (senso orario).
3) Inserire un voltmetro in c.c. 200 V Ri 20.000 Ω/Volt tra il cursore del potenziometro P_{501} e la massa.
4) Ruotare il potenziometro semifisso P_{501} in senso antiorario sino ad osservare un lieve spostamento dell'immagine.
5) Ruotare lentamente di qualche grado in senso orario il potenziometro P_{501} fino ad ottenere di nuovo un'immagine regolare. Leggere la tensione indicata dal voltmetro.
6) Ruotare il potenziometro in senso orario fino a far aumentare di 5 V la tensione di cui al punto 5.
7) Controllare che commutando canale e spegnendo e riaccendendo l'apparecchio non si verifichino deformazioni dell'immagine o perdite di sincronismo.

Nota: La regolazione del soppressore disturbi sopra riportata, è valida per segnali di ampiezza normale (qualche decina di millivolt); qualora, dove si installi il televisore, siano presenti segnali con livelli al di sopra od al di sotto di quelli indicati, ritoccare il potenziometro P_{501} seguendo le istruzioni indicate a pag. 3, paragrafo *g*.

5.7. - Regolazione dalla bobina di linearità orizzontale L704

a) Inserire un milliamperometro per corrente continua da 200 mA f.s. al posto del fusibile da 400 mA F_{701}.
b) Regolare il nucleo della bobina di linearità L_{704} per la minima corrente (100 ÷ 135 mA).
c) Ritoccare L_{704} per la migliore linearità dell'immagine sul monoscopio. *A*

Tachimetri elettronici Philips

Il tachimetro elettronico permette l'indicazione e la registrazione di quantità meccaniche come: la frequenza, la velocità, i giri al minuto, la differenza dei giri al minuto (tra due organi rotanti), il quoziente dei giri al minuto (tra due organi rotanti), il flusso (accoppiato ad un contatore a ruote ovali).

I tachimetri elettronici Philips consentono una misura accurata di qualsiasi fenomeno che possa essere convertito in una sequenza di impulsi con frequenza proporzionale alla quantità da misurare.

Rispetto a quelli meccanici i tachimetri elettronici presentano i seguenti vantaggi;
1) Assenza di contatto meccanico fra il trasduttore e l'organo rotante; di conseguenza il sistema in esame non viene perturbato, nè si hanno fenomeni di attrito.
2) Gli strumenti di misura possono essere disposti a qualsiasi distanza dall'organo rotante e la lunghezza dei cavi non provoca alcun errore.
3) Praticamente non esiste alcuna limitazione per quel che riguarda le gamme di misura.

4) Montaggio molto semplice grazie all'elevata sensibilità e flessibilità dei trasduttori che possono essere « influenzati » da diversi tipi di « elementi di comando » (ingranaggi, bulloni dei giunti di accoppiamento, fori, strisce bianche e nere, strisce metalliche ecc.).

5) L'elevata accuratezza e ripetibilità dei segnali permette di risolvere anche numerosi problemi di controllo automatico.
6) Basso costo, data l'assoluta mancanza di manutenzione anche nelle condizioni ambientali più sfavorevoli.

Il gran numero di trasduttori e di apparecchiature accessorie disponibili consente inoltre di trovare una soluzione adeguata a qualsiasi problema di misura.
I tachimetri elettronici vengono vantaggiosamente impiegati sia nell'industria che nei laboratori per il controllo e l'eventuale regolazione di motori, turbine, pompe, macchine utensili ecc.
Sull'oggetto rotante si sistema « l'elemento di comando » più conveniente oppure si sfruttano quelli già esistenti (per es. bulloni) e di fronte viene montato il trasduttore di tipo elettromagnetico o a induzione oppure fotoelettrico.
Quando l'albero ruota il trasduttore produce una serie di impulsi con frequenza proporzionale al numero di giri.
Gli impulsi applicati all'ingresso del tachimetro, per mezzo di un apposito circuito formatore, diventano « aghiformi » e vanno poi a pilotare un circuito multivibratore monostabile.
All'uscita del multivibratore gli impulsi hanno ampiezza ed altezza uguali, per cui il loro valore medio risulta proporzionale al numero di giri.
Con i tachimetri del tipo standard non è possibile avere una indicazione del senso di rotazione; è però stata studiata una versione particolare nella quale il trasduttore è formato da due bobine spostate tangenzialmente una rispetto all'altra.
Ciò consente di avere due impulsi leggermente spostati nel tempo e quindi se si inverte il senso di rotazione dell'albero, risulterà invertita anche la sequenza degli impulsi. Mediante un trigger di Schmitt gli impulsi assumono un forma rettangolare; una volta differenziati e resi aghiformi, vengono applicati ad un multivibratore bistabile e quindi trasmessi a due multivibratori monostabili, uno dei quali è equipaggiato con transistor PNP e l'altro con transistor NPN.
In questo modo si ottengono impulsi positivi e negativi di uguale ampiezza ed altezza i quali, dopo l'integrazione, sono in grado di dare un'indicazione di ampiezza proporzionale al numero di giri e di polarità dipendente dal senso di rotazione.
La massima frequenza d'ingresso di un tachimetro viene calcolata in base al massimo numero di giri al minuto dell'albero n e in base al numero degli « elementi di comando » z e cioè:

$$f = \frac{n \times z}{60} \quad [\text{Hz}]$$

In genere però il massimo numero degli « elementi di comando » (strisce, denti ecc.) è meccanicamente limitato dal diametro dell'albero. Ciò corrisponde ad un certo valore massimo della corrente di uscita del tachimetro in base al quale viene scelto lo strumento di misura da impiegare. A richiesta si può variare la gamma di frequenza del tachimetro, semplicemente sostituendo un condensatore nel circuito elettronico.
Il valore della corrente di uscita può essere portato fino ad un massimo di 7,5 mA (frequenza di 1 kHz).
A richiesta sono disponibili speciali collettori, tipo PT 1471, che vengono facilmente montati sull'albero e forniscono gli « elementi di comando », sotto forma di strisce metalliche distribuite uniformemente lungo la circonferenza.

(ph).

(a cura dell'ing. Antonio Nicolich)

dr. ing. Mauro Ventura, dr. ing. Alberto Resta

Appunti sui materiali fonoassorbenti

1. - INTRODUZIONE

La funzione dei materiali acustici è l'assorbimento del suono che colpisce la loro superficie. Questo è di primaria importanza nella riduzione del rumore e nel controllo della riverberazione.

Generalmente parlando, i materiali acustici riducono gli effetti indesiderabili del suono riflesso da superfici rigide e riflettenti. Infatti una eccessiva riflessione di un ambiente dà luogo ad un incremento del livello sonoro, ad un prolungamento del rumore attraverso la riverberazione e ad una propagazione poco attenuata del rumore attraverso l'ambiente.

Oggigiorno trattamenti acustici ottenuti con detti materiali vengono eseguiti in molti tipi di costruzioni come uffici, scuole, ospedali, ristoranti, e in tutti quei locali dove gli occupanti sono esposti al rumore.

Se opportunamente eseguito un trattamento assorbente degli ambienti contribuisce ad ottenere una buona acustica sia per la parola, sia per la musica.

2. - PROPRIETÀ GENERALI DEI MATERIALI ASSORBENTI

L'assorbimento viene ottenuto convertendo il suono in altre forme di energia ed infine in calore. La superficie dei materiali assorbenti deve possedere perciò i requisiti di relativa trasparenza alle onde sonore e possibilità di convertire l'energia di vibrazione in calore.
I materiali porosi, come lana di vetro, lana di roccia, feltro, hanno le suddette caratteristiche. Internamente essi hanno una moltitudine di piccoli fori profondi comunicanti tra di loro. Le onde sonore si propagano attraverso questi interstizi, dove una parte dell'energia sonora viene convertita in calore dalla resistenza viscosa e di attrito dei pori e dalle vibrazioni delle fibre costituenti il materiale. Se il materiale è sufficientemente poroso, e di una appropriata densità, l'energia assorbita può raggiungere il 95% dell'energia incidente.

Un altro tipo di materiale acustico è costituito dal pannello vibrante. Quando onde sonore colpiscono il pannello, la pressione alternata agente su di esso lo pone in vibrazione. Se il pannello è leggero e flessibile, la quantità di energia assorbita può essere notevolmente larga in special modo alle basse frequenze.
L'assorbimento dei materiali porosi generalmente è grande alle alte frequenze e piccolo alle basse; nei pannelli vibranti al contrario è piccolo alle alte frequenze e può essere grande alle basse.
Entrambi i tipi sono importanti ed usandoli in opportune proporzioni si può ottenere il controllo dell'assorbimento del suono su tutta la gamma di frequenze audio.

3. - COEFFICIENTE DI ASSORBIMENTO DEL SUONO

L'efficienza di un materiale nell'assorbire energia acustica ad una frequenza specifica è data dal coefficiente di assorbimento a quella data frequenza. Questa quantità è definita come la frazione di energia sonora assorbita. Se un'onda sonora colpisce un materiale, e se il 55% dell'energia acustica viene assorbita, mentre il 45% viene riflessa, il coefficiente di assorbimento di questo materiale è 0,55.
Cioè un metro quadro di questo materiale equivale a 0,55 m² di superficie perfettamente assorbente.

Le unità assorbenti vengono date in m². Per esempio una superficie di area S con un coefficiente di assorbimento α, ha un assorbimento totale di αS m².

Il coefficiente di assorbimento α varia al variare dell'angolo di incidenza delle onde sonore. In genere il coefficiente che appare nei cataloghi è calcolato come valore medio (ad una data frequenza) sotto tutti gli angoli di incidenza.

Poichè α varia con la frequenza, in genere è data una lista dei valori in una tabella di coefficienti di assorbimento alle varie frequenze, usualmente 125, 250, 500, 1000, 2000, e 4000 Hz. Si può anche trovare la serie 128, 256, 512, 1024, 2048 e 4096 Hz. Queste due serie possono però essere considerate uguali. Infatti un coefficiente ottenuto per 500 Hz, può anche venir considerato come coefficiente per 512 Hz.

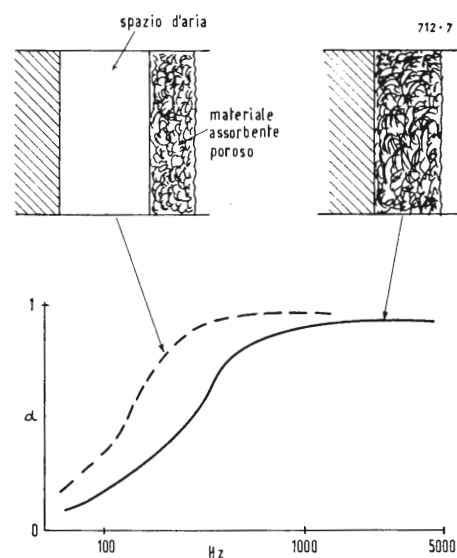



Fig. 1 - Coefficiente di assorbimento di un assorbente poroso in funzione della frequenza.

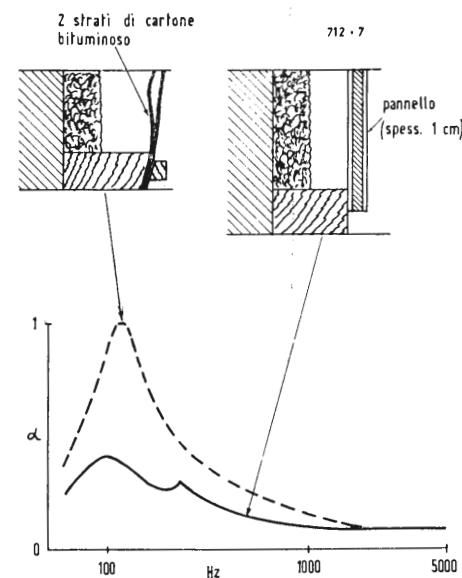



Fig. 2 - Curva di assorbimento di pannelli assorbenti.

Oltre che dalla natura del materiale, l'assorbimento dipende dalla sua densità e dallo strato d'aria posto dietro. In fig. 1 è mostrato il coefficiente di assorbimento di un tipico assorbente poroso di 2,5 cm di spessore. La linea intera dà l'andamento di α per il suddetto materiale montato direttamente su una superficie dura e rigida; quella tratteggiata dà il coefficiente di assorbimento dello stesso materiale quando esso è montato ad una certa distanza.

4. - COEFFICIENTE DI RIDUZIONE DEL RUMORE

Questo coefficiente, indicato come N. R.C. (noise-reduction-coefficient), è la media del coefficiente di assorbimento a 250, 500, 1000, 2000 Hz.
Questo numero è usato spesso per comparare materiali distinti e ridurre il rumore negli uffici, ospedali, banche e corridoi.
Per queste applicazioni occorre però analizzare il tipo di rumore da ridurre. Può accadere infatti che venga usato materiale ad alto assorbimento alle alte frequenze, mentre il rumore è costituito prevalentemente di basse frequenze.

5. - COEFFICIENTE DI ASSORBIMENTO DEI MATERIALI DI UNA COSTRUZIONE

Materiali come cemento, intonaco, vetro, muratura, legno e rivestimenti di pavimenti sono non porosi ed abbastanza rigidi da essere considerati quasi perfetti riflettori il cui coefficiente di assorbimento è meno di 0,05.
Al contrario tappeti, drappi e tengaggi danno luogo, a causa della loro porosità, ad un considerevole assorbimento del suono.
Il potere di assorbimento dei tappeti dipende da vari fattori come spessore, altezza, pelo e densità del materiale; inoltre aumenta con la frequenza.
Le stesse considerazioni valgono per i drappi.
L'assorbimento può venire aumentato in special modo alle basse frequenze distanziando i drappi di qualche centimetro dal muro.
Altro fattore che deve essere considerato, soprattutto in ambienti affollati, è l'assorbimento dovuto ai vestiti delle persone.
In tab. 1 sono riportati alcuni valori di coefficiente di assorbimento di cui sopra.

6. - ASSORBIMENTI A PANNELLO

Quasi tutti i materiali assorbenti di uso corrente hanno scarse proprietà assorbenti alle basse frequenze.
Esamineremo in questo paragrafo gli assorbenti acustici che presentano ottime proprietà assorbenti alle basse frequenze, cioè assorbenti a membrana o pannello vibrante, risonatori Helmholtz.
Uno strato di materiale non poroso montato su una parete ad una certa distanza, in altre parole con un cuscino d'aria, (vedi fig. 2) equivale ad una massa meccanica (massa della membrana) sospesa vincolata alla parete con una molla (cedevolezza del cuscino d'aria), che evidentemente ha una ben definita frequenza di risonanza, alla quale è massima la dissipazione nel materiale assorbente all'interno della cavità.

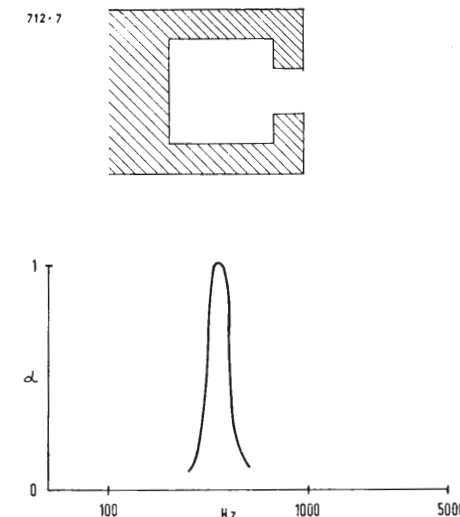



Fig. 3 - Curva di assorbimento di un risonatore di Helmholtz.

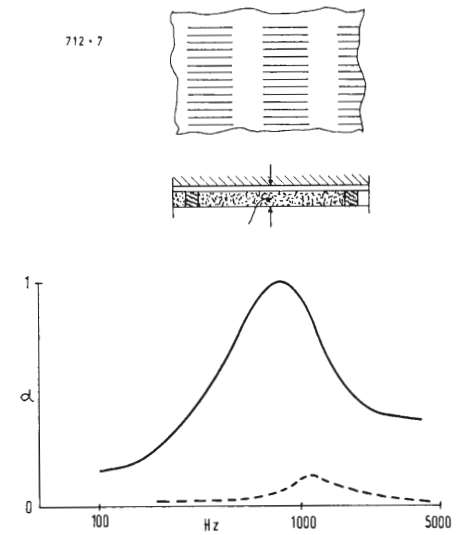



Fig. 5 - Curva di assorbimento di un risonatore multiplo di Helmholtz.

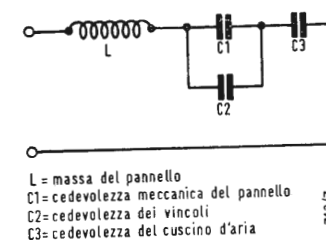
Fig. 4 - Risonatore multiplo di Helmholtz.

Fig. 6

Scegliendo opportunamente la distanza della membrana dalla parete, la massa della stessa, e il materiale assorbente sottostante si può centrare la frequenza di massimo assorbimento nella zona di maggior interesse (frequenze caratteristiche di un rumore). Il calcolo è abbastanza semplice:

$$f_{ris} = \frac{155}{\sqrt{m\,c}}$$

m = massa del pannello in grammi per cm^2
c = spessore dello strato di aria in cm.

La formula precedente è valida solo nel caso che la membrana non abbia alcuna elasticità, altrimenti la frequenza di risonanza è più alta.
Analogo funzionamento hanno i pannelli vibranti. Un pannello in legno compensato vincolato agli estremi, ha una frequenza di risonanza determinata dalla massa per unità di superficie del pannello, dalla cedevolezza meccanica del pannello stesso, dal tipo di vincolo all'estremità, dalla profondità del cuscino d'aria.
La frequenza di risonanza si abbassa aumentando la massa del pannello, il volume di aria retrostante, la cedevolezza (flessibilità) del pannello e dei vincoli.
Il circuito equivalente è rappresentato in fig. 6 dove:

L = massa del pannello
C_1 = cedevolezza meccanica del pannello
C_2 = cedevolezza dei vincoli
C_3 = cedevolezza del cuscino d'aria

In fig. 2 è mostrata la curva di assorbimento di un pannello vibrante (*b*) (curva a tratto pieno).
La curva tratteggiata si riferisce ad un materiale (*a*) con elasticità nulla o minima.
Altro tipo di assorbente è il risonatore di Helmholtz. Esso può avere molte forme, ma consiste essenzialmente in uno spazio di aria chiuso, connesso allo spazio contenente le onde sonore mediante uno stretto passaggio o collo. Se il suo volume è V, il collo ha una sezione A e il volume v, la frequenza di risonanza è data da
$f_r = 5500\, A\, (v\, V)^{-1/2}$
dove tutte le dimensioni sono espresse in cm.
L'assorbimento dovuto al risonatore dipende da molti fattori, ma si può dire in generale che una data efficienza di assorbimento viene ottenuta alla frequenza di risonanza, e che l'assorbimento è molto piccolo per le altre frequenze eccetto che per le frequenze vicine a quelle di risonanza (fig. 3).
La più comune applicazione del risonatore a cavità consiste in un pannello forato montato ad una certa distanza da una superficie rigida (risonatore multiplo).
La porzione di spazio di aria dietro ogni buco (collo del risonatore) forma il corpo del risonatore (fig. 4). La cavità in genere viene riempita con lana di vetro o materiale poroso che fun-

Tabella 1. — Coefficienti di assorbimento del suono dei materiali in una costruzione.

Materiali	Coefficienti		
	125 cp	500 cp	2000 cp
Mattoni con intonaco	0,01	0,02	0,02
Mattoni senza intonaco	0,02	0,03	0,05
Tappeto normale	0,05	0,25	0,60
Tappeto di orso	0,10	0,60	0,80
Tessuti			
Leggeri	0,04	0,11	0,30
Medi	0,07	0,49	0,66
Pesanti	0,14	0,55	0,70
Pavimenti			
Cemento	0,01	0,02	0,02
Legno	0,05	0,03	0,03
Linoleum		0,03	
Vetri	0,03	0,03	0,02
Assorbimento dovuto all'arredamento e agli abitanti. I valori sono stati dati in m² per persona o per oggetto.			
Persone sedute	1,0	3,0	4
Sedie in metallo o legno	0,15	0,17	0,20
Tavoli	0,9	1,0	1,1

Tabella 2. — Coefficiente di assorbimento del muro.

Spessore (cm)	125	250	500	1000	2000	4000	N.R.C.
2,54	0,39	0,45	0,83	0,93	0,80	0,44	0,75
3,81	0,69	0,58	0,83	0,92	0,71	0,47	0,75
5,08	0,89	0,82	0,93	0,95	0,69	0,48	0,85
7,62	0,98	0,82	0,96	0,94	0,68	0,44	0,85

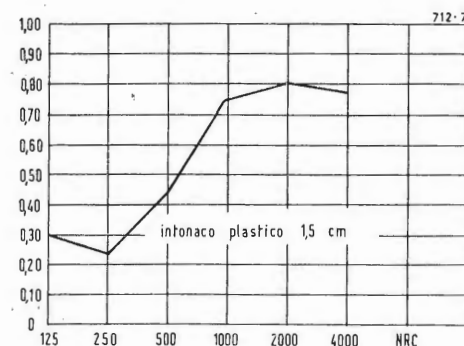



Fig. 8 - Curva di assorbimento di un intonaco (spessore 1,5 cm).

ziona da smorzatore; esso oltre che incrementare l'assorbimento alla frequenza di risonanza (in fig. 5 la curva tratteggiata si riferisce ad un risonatore multiplo senza materiale smorzante, mentre la curva a tratto pieno ad uno con materiale poroso), produce inoltre un extra assorbimento alle frequenze sopra la risonanza.

7. - MATERIALI ACUSTICI IN COMMERCIO

I materiali acustici usati come rivestimenti di muri o di soffitti di stanze possono venir raggruppati in tre gruppi:
Pannelli acustici
Materiali per applicazioni plastiche
Gruppi speciali acustici.

7.1. - Pannelli acustici.

I pannelli acustici sono costituiti da materiale assorbente come lana di vetro, o fibre vegetali, e sono forniti in unità prefabbricate di diverse dimensioni e densità. In alcuni casi hanno come rivestimento esterno delle unità metalliche forate. I pannelli differiscono sia per la composizione, sia per la superficie esterna; il che corrisponde oltre che a differenti proprietà assorbenti, anche a diverse proprietà estetiche e di montaggio.
Un esempio è dato dai pannelli Ultracoustic Ceiling Board della Gustin-Bacon disponibili in diversi disegni architettonici.

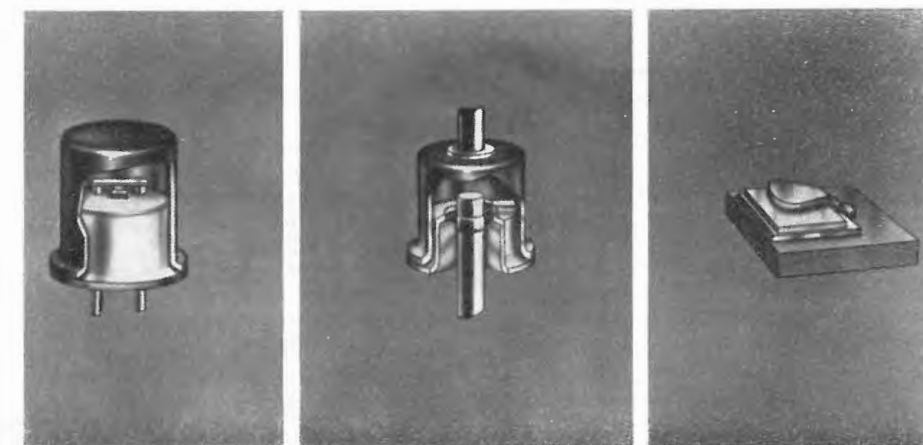
Fig. 7

In fig. 7 è mostrato il tipo Vinyl, in una sua applicazione.
La tabella 2 dà i valori del coefficiente di assorbimento per vari spessori del pannello.

7.2. - Materiali per applicazioni plastiche

Si intendono quei materiali acustici, la cui applicazione viene eseguita allo stato liquido mediante spatola o a spruzzo così da formare una superficie continua della desiderata densità. Questi materiali, conosciuti come intonaci acustici, sono forniti sotto forma di una miscela secca da sciogliersi in acqua.
La maggior parte sono formati da un aggregato di perlite o vermiculite e da un legante, in genere gesso. I vuoti tra le particelle provvedono alla porosità richiesta per l'assorbimento del suono.
Essi in genere vengono applicati o in due o più strati fino a raggiungere uno spessore di circa 1,2 cm. Il loro uso per riduzione del rumore è limitato ai casi dove non è richiesto un alto assorbimento e dove motivi architettonici richiedono la sostituzione dei pannelli acustici con una superficie regolare.
In fig. 8 è mostrata la curva di assorbimento di un intonaco plastico di 1,2 cm di spessore.
Esistono inoltre dei materiali spray costituiti da fibre minerali o da una miscela di fibre di amianto e minerali, che vengono poi mescolati con gesso durante il processo a spruzzo mediante una speciale pistola.
La differenza dagli intonaci acustici è che sono notevolmente più soffici, possono dar luogo ad uno spessore più grande e venire applicati su una superficie metallica sopra uno spazio di aria. Data anche la loro caratteristica di isolamento termico essi vengono usati quando bisogna combinare un isolamento acustico e termico.

7.3. - Gruppi speciali acustici.

Questo gruppo include materiali e sistemi che non possono venir classificati come pannelli acustici e materiali per applicazioni plastiche.
Essi in genere sono formati da supporti metallici perforati sui quali vengono applicati strati di materiale assorbente, che possono poggiare sul supporto o direttamente o mediante uno strato di aria. Un esempio di materiale di questo tipo è costituito da un pannello di acciaio o alluminio forato con opportune flange che si inseriscono in speciali ferri a T.
Il materiale assorbente è uno strato di lana minerale poggiato su un supporto distanziato dal pannello in modo da avere uno strato di aria per aumentare l'assorbimento.
Questo sistema, come altri simili, trova una vasta applicazione come completi soffitti acustici ad alta efficienza di assorbimento. *A*

Come si fabbricano i diodi tunnel

L'evoluzione della fabbricazione dei diodi tunnel viene qui illustrata. A sinistra appare il metodo originario, in cui la sfera di materiale semiconduttore è in equilibrio su un pinnacolo di germanio.

Il sistema in cui la sfera viene incuneata tra il pezzetto di germanio ed il conduttore a testata è riportato al centro, mentre la figura a destra mostra la nuova realizzazione planare TD700 prodotta a basso costo, mediante processo discontinuo, dalla General Electric Company (USA).

dott. ing. A. Longhi

Nuovi amplificatori di potenza a transistori*

Tutti gli specialisti americani dell'alta fedeltà fabbricano attualmente amplificatori a transistori. I primi amplificatori non avevano una curva di risposta molto buona alle frequenze alte e la loro potenza di uscita oltre i 10 kHz era modesta. Questo problema è stato risolto grazie alla comparsa di transistori di potenza a base diffusa, che possono funzionare a frequenze più alte, dell'ordine dei 100 kHz e anche superiori. La frequenza di taglio dei vecchi transistori a lega si aggirava intorno a 7 ÷ 10 kHz; ciò comportava distorsioni quando si voleva la potenza massima dell'amplificatore sulle frequenze acustiche più alte. I più recenti transistori attualmente disponibili hanno una risposta in frequenza più estesa, sono meno soggetti ai sovraccarichi ed hanno un rendimento migliore dei tubi elettronici che sostituiscono.
Questo articolo illustra le particolarità circuitali degli stadi di uscita adottati da molti costruttori americani sulle loro più recenti creazioni di amplificatori di alta fedeltà.

(*) Le Haut-parleur, numero speciale Aprile 1966 pagg. 31-32.

1. - STADI DI USCITA SENZA TRASFORMATORE

La maggior parte degli amplificatori a transistori è equipaggiata con uno stadio di uscita a transistori di tipo in controfase ad alimentazione in serie, senza trasformatore di uscita. Un buon trasformatore di uscita è in realtà ingombrante e costoso ed è del tutto desiderabile eliminarlo, ciò che è possibile con gli amplificatori a transistori a motivo della loro bassa impedenza. Un trasformatore, anche di alta qualità, provoca sempre un certo sfasamento alle alte frequenze e presenta una perdita di accoppiamento alle basse frequenze. Benché dagli amplificatori di potenza siano stati eliminati i trasformatori di uscita, gli amplificatori stessi sono spesso provvisti di trasformatori di adattamento, o piloti, di dimensioni meno ingombranti e per i quali le difficoltà sopra menzionate, non esistono.

La maggior parte dei costruttori adotta due tipi fondamentali di circuiti.

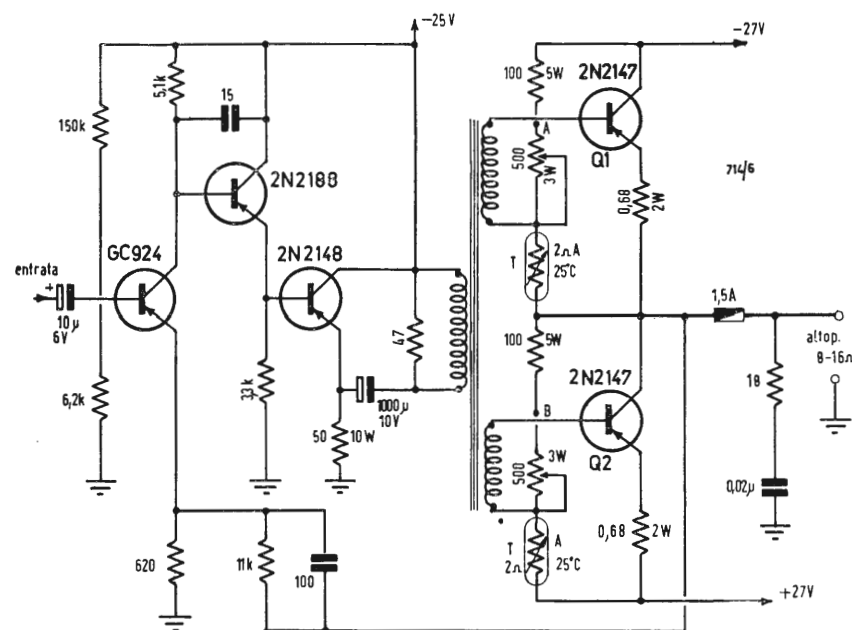



Fig. 1 - Stadio finale (2 × 40 W) senza trasformatore di uscita, ma con trasformatore di entrata interstadio.

Fig. 2 - Circuiti equivalenti dei transistori Q_1 e Q_2 di fig. 1.

Fig. 3 - Stadio finale analogo a quello di fig. 1, ma con transistori suppletivi a base in comune.

2. - CIRCUITO SIMMETRICO ALIMENTATO A TRASFORMATORE

Il circuito di fig. 1 è uno dei più comuni, adottato nell'amplificatore Bell Imperial 1000. I due transistori di uscita Q_1 e Q_2 sono alimentati in serie dal punto di vista del regime in c.c., e non in parallelo come negli amplificatori a tubi elettronici. I segnali applicati a ciascuna base sono in opposizione di fase, perché lo stadio di uscita lavora in controfase. I transistori lavorano come amplificatori con emettitore in comune, in classe AB. Per i semicicli negativi del segnale, che interessano il funzionamento, il circuito può essere schematizzato come in fig. 2*a*. Il transistore inferiore Q_2 è all'interdizione, mentre il transistore superiore Q_1 è in conduzione e alimenta il carico. Il segnale è applicato fra la base e l'emettitore del transistore e l'uscita è prelevata fra il collettore e l'emettitore. Si tratta dunque di un amplificatore a emettitore comune.
Nei semicicli positivi, Q_1 è interdetto e Q_2 alimenta il carico. Le nuove posizioni del carico e dell'alimentazione non hanno influenza sul funzionamento del circuito e l'uscita viene sempre prelevata fra collettore ed emettitore. Poiché l'altoparlante è riportato ad un punto di tensione zero (massa), non è necessario alcun trasformatore di accoppiamento o condensatore di isolamento fra i due transistori.
Con questo tipo di circuito è necessario un trasformatore pilota, per ottenere due segnali sfasati separati, sotto bassa impedenza necessaria per l'alimentazione delle basi dei transistori Q_1 e Q_2. Questo trasformatore è d'ordinario di tipo trifilare, per ottenere un accoppiamento stretto fra il pilota e lo stadio di uscita e fra i transistori di uscita, al fine di evitare impulsi di tensione dovuti all'induttanza quando cessa l'alimentazione dei transistori di uscita.
Lo stadio pilota lavora in classe A e la componente continua non attraversa il primario del trasformatore, il che esclude di qualunque problema di saturazione del nucleo.
Il 1° stadio è un amplificatore di tensione accoppiato al pilota da uno stadio a trasferitore di emettitore. Le tensioni di controreazione prelevate sulla bobina mobile dell'altoparlante sono applicate al 1° stadio. Il circuito comprende una resistenza 11 kΩ in parallelo a un condensatore 100 pF. I potenziometri di polarizzazione delle basi dello stadio di uscita permettono di regolare queste polarizzazioni ai loro valori ottimi, per evitare distorsioni.
Questo amplificatore ha una potenza di uscita di 40 W per canale, con distorsione di intermodulazione minore dello 0,7%. Per la potenza massima, la banda passante si estende da 9 Hz a 65 kHz. Questo circuito è sfruttato con qualche variante sui modelli Heat AA-21, Knight KG870, Fisher TX300 e da altri fabbricanti. Questi amplificatori sono equipaggiati con due transistori supplementari nello stadio bilanciato ad alimentazione in serie, per ottenere potenze superiori aumentando la tensione di alimentazione, che passa da 27 a 40 V.
La fig. 3 mostra lo schema di uno stadio di uscita. Un transistore addizionale, che lavora come amplificatore a base in comune, è montato in serie con ciascun transistore di uscita.
Il transistore superiore, montato come amplificatore a base in comune, ora menzionato, è polarizzato in modo che la tensione di alimentazione si suddivida fra i due transistori. La resistenza R 100 Ω non disturba il funzionamento in base in comune; essa è destinata a compensare le variazioni eventuali delle resistenze delle basi. L'estremità opposta alla base di ciascuna resistenza R 100 Ω è connessa a un condensatore 50 µF.
Il transistore inferiore alimenta il circuito di emettitore del transistore superiore. Uno degli amplificatori a base in comune, avente un guadagno di corrente minore dell'unità, il transistore superiore, funge da resistenza di carico per il transistore inferiore. Oltre alla possibilità di applicare una tensione superiore, questo transistore supplementare contribuisce a evitare che un ronzio di rete si riproduca nell'altoparlante, a motivo dell'altissima impedenza di uscita di uno stadio a base in comune. La tensione di ronzio di rete sul collettore dello stadio superiore « vede » una impedenza altissima e si trova bloccata, non potendo essere trasmessa che in minima percentuale alla bobina mobile dell'altoparlante.

Questo amplificatore equipaggiato con transistori RCA 2N2147 o similari, può fornire oltre 50 W in un carico di 16 Ω con distorsione inferiore all'1% e una curva di riposta da 10 Hz a 70 kHz.

3. - ELIMINAZIONE DI TUTTI I TRASFORMATORI

Circuiti senza trasformatori piloti o di uscita sono usati da Acoustech, Harman-Kardon e Citation. La fig. 4 mostra lo schema di un canale dell'amplificatore Acoustech III.

Questo amplificatore è equipaggiato con uno stadio di uscita in controfase ad alimentazione in serie « Single-ended push-pull » con alimentazione da una linea di una sola polarità e non da due linee di polarità opposte, come nell'esempio precedente. L'altoparlante è connesso allo stadio di uscita da un condensatore di grande capacità, destinato a sopprimere la componente continua. I transistori di uscita sono alimentati in segnale da due transistori complementari n-p-n e p-n-p, invece che da un trasformatore.
Il circuito non è simmetrico, infatti i due transistori di uscita non lavorano

Fig. 4 - Amplificatore senza trasformatori (2 × 50 W).

Fig. 5 - Circuiti equivalenti semplificati dei transistori Q_5 e Q_6 di fig. 4.

Fig. 7 - Schema semplificato dell'amplificatore di fig. 6.

allo stesso modo di quelli del circuito precedente. Come indicato dai circuiti semplificati equivalenti delle figg. 5*a*) e 5*b*), il transistore superiore Q_5 lavora come amplificatore a collettore in comune, e il transistore amplificatore Q_6 lavora come amplificatore a emettitore in comune. Questa differenza non è grave. Il guadagno di corrente di uno stadio a emettitore in comune è uguale ad $\alpha\ (1 - \alpha)$, mentre quello di uno stadio a collettore in comune è uguale a $1/(1 - \alpha)$. La differenza è piccolissima coi transistori di forte guadagno.

Le impedenze di uscita dei due transistori sono pure diverse, ma l'alto tasso di controreazione riduce l'impedenza di uscita dello stadio finale ad un valore tale che è impossibile notare una differenza di impedenza di uscita fra i semicicli positivi e negativi.

I transistori di uscita lavorano in classe *B*. Il transistore superiore amplifica i semicicli negativi del segnale, e il transistore inferiore i semicicli positivi. Il transistore pilota del transistore di uscita inferiore è del tipo p-n-p. Esso inverte la fase del segnale applicato alla base del transistore finale inferiore, per un funzionamento in controfase dello stadio di uscita. Il transistore di entrata Q_1 è montato come amplificatore con controreazione destinato ad aumentare l'impedenza di entrata. Q_2 è un amplificatore di tensione accoppiato direttamente ai transistori piloti Q_3 e Q_4. Le basi dei transistori piloti sono collegate attraverso un diodo destinato alla compensazione della temperatura.

Poiché la potenza di uscita con questo circuito è limitata dalla tensione di alimentazione, questa potenza dipende

Fig. 6 - Stadio finale dell'amplificatore LA-280 (2 × 100 W).

dal carico e diminuisce generalmente quando il carico è diverso da quello specificato. Per porvi rimedio e permettere l'uso dell'amplificatore per collettività su complessi di 70 V, l'Altec impiega un trasformatore di adattamento sul suo mod. 351B.

Con carichi di 4 Ω, il circuito funziona come se non avesse il trasformatore di uscita, ma le impedenze di carico più alte sono collegate alle prese del trasformatore.

Nell'amplificatore Harman-Kardon, lo stadio di uscita è analogo, ma gli stadi precedenti sono diversi. Gli stadi finali e piloti sono tutti equipaggiati con transistori n-p-n.

4. - VARIANTE DI STADIO DI USCITA SENZA TRASFORMATORE

Lo schema di fig. 6 è usato da Lafayette su un amplificatore LA280 di 200 W ed è diverso dai precedenti. Lo stadio di uscita è molto dissimmetrico. La fig. 7 rappresenta il suo schema semplificato per spiegarne il funzionamento. Il transistore Q_1 alimenta il carico dell'altoparlante attraverso il diodo D_4 durante i semicicli negativi. Q_1 è un amplificatore a emettitore in comune. Durante i semicicli positivi, D_4 è polarizzato in senso inverso, il che distacca Q_1 dal carico. Q_1 alimenta allora la base del transistore Q_2 montato come amplificatore a collettore in comune. Poiché il guadagno di corrente durante i semicicli negativi è solamente quello di Q_1, e il guadagno di corrente durante i semicicli positivi è il prodotto dei guadagni di corrente di Q_1 e Q_2, il circuito è asimmetrico.

Questa perdita di simmetria non ha importanza, a motivo della forte controreazione (100 dB) del circuito di C.R. principale; la distorsione è inferiore all'1%.

Un secondo circuito di controreazione applicata allo stadio di uscita sfrutta i tempi di risposta durante i semicicli positivi e negativi. Un'induttanza in serie con D_4 elimina gli effetti di accumulo di cariche nel diodo. I transistori di uscita sono di grande potenza, di tipo al germanio a bassa frequenza di taglio. La risposta alle alte frequenze è buona a motivo del forte tasso di controreazione e dell'alto livello del segnale di ingresso dei transistori di uscita.

I due transistori supplementari del circuito di uscita permettono l'applicazione di un'alta tensione di alimentazione (35 V), come per lo schema di fig. 3. Essi funzionano come amplificatori a base comune.

Questo circuito può fornire una potenza di uscita di 100 W per canale sul carico di 4 Ω, con meno dello 0,2 % di distorsione. La curva di risposta si estende da 15 Hz a 80 kHz.

A.

Due nuovi fototransistori realizzati dalla SGS

La SGS ha realizzato due nuovi fototransistori in contenitore TO-18, gli elementi BPY 65, che si aggiunge alla gamma di prodotti professionali, e P 21, che fa parte della gamma industriale. Grazie alla costruzione planare, essi presentano importanti vantaggi rispetto agli analoghi dispositivi al germanio. La stabilità delle loro caratteristiche fa sì che il rapporto di corrente dalla condizione di luce a quella di buio sia molto elevato; la corrente trascurabile al buio (0,1 nA a 50 V per il BPY 60), permette l'uso di questi dispositivi a livelli di luce molto bassi; è garantita una bassa corrente in condizione di buio ad elevate temperature (5 μA massimo a 50 V e 150 °C per il BPY 60), il che garantisce prestazioni del tutto soddisfacenti in un'ampia gamma di impieghi.

La possibilità di avere il collegamento di base disponibile per il circuito esterno rende il P 21 adatto ad applicazioni industriali, sia come fotodiodo, sia come fototransistore (p. es.: *controlli di temperature, di pressione, relé ottici di chiusura o sistemi di memoria, stabilizzatori della luminosità ambientale, controlli automatici di contrasto e luminosità nei televisori e generazione di funzioni in sistemi di controllo*).

Il BPY 65 è essenzialmente indicato per applicazioni professionali dove la luce deve cambiare il livello di un transistore polarizzato (ad esempio, *nelle testine di lettura di tracce sonore*).

(*s.g.s.*)

Referendum Ultravox

Quest'anno la ULTRAVOX ha indetto un grande referendum fra i rivenditori per l'assegnazione di un trofeo a un personaggio maschile e a uno femminile che con la loro attività nel campo televisivo, la loro carica di simpatia e la loro popolarità hanno contribuito, se pure indirettamente ad incrementare le vendite di televisori in Italia.

Il trofeo verrà assegnato due volte l'anno basandosi sul numero di voti fatti pervenire dai rivenditori e consiste in un video d'oro del peso di un chilogrammo la cui realizzazione è stata affidata al noto scultore Arnaldo Pomodoro.

- *domande e risposte sulla TVC*

Sigg. Silvio e Attilio Vivarelli - Milano.

D. Abbiamo le idee alquanto confuse circa le telecamere a colori. Desideriamo spiegazioni sulla loro costituzione, sui tubi in esse usati e sul loro funzionamento.

R Nelle telecamere per riprese a colori si usano tubi da presa di tipo orticonoscopio a immagine (image-orthicon), sia di tipo fotoresistivo vidicon. Quest'ultimo tubo rende la telecamera molto più piccola e più leggera, ma presenta l'inconveniente di produrre marezzature sugli oggetti in movimento ai bassi livelli di luce. I tre image-orthicon contenuti in una telecamera devono essere fatti funzionare sotto il ginocchio delle loro caratteristiche, in modo da farli lavorare sopra una parte praticamente lineare della loro curva entrata-uscita. Tale caratteristica per questi tubi non è mai lineare; ma la sua curvatura è tale da correggere quasi esattamente la caratteristica entrata-uscita dei cinescopi in ricezione, per cui non occorre alcuna correzione del gamma.
I tubi da presa rosso, verde e blu sono identici nella loro costituzione e sono montati uno a fianco dell'altro nella telecamera (v. fig. 1). Il sistema ottico è fatto in modo che la luce proveniente dalla lente obiettivo montata sul tamburo porta-ottica, viene suddivisa nelle sue tre immagini primarie rossa, verde e blu per mezzo di specchi dicroici; si fa in modo che l'immagine proiettata su ciascun tubo sia identica nella forma e nelle dimensioni alle immagini proiettate sui tubi vicini.
Si usano filtri di colore per adattare esattamente le risposte spettrali combinate dei tre tubi da presa e gli specchi dicroici alle richieste caratteristiche cromatiche. Si inseriscono filtri neutri di densità per correggere le sensibilità dei tubi rosso e verde, in modo che tutti e tre i tubi lavorino su parti simili delle loro caratteristiche di trasporto.
Poichè gli specchi dicroici hanno uno spessore non infinitesimo, la rifrazione dei raggi luminosi attraverso essi provoca una dissimmetria fra le direzioni verticale ed orizzontale (v. fig. 2), asimmetria che viene corretta introducendo due lamine piane di vetro dello stesso spessore degli specchi dicroici e con la stessa angolazione, ma ruotate di 90° intorno all'asse ottico. Nel canale blu occorre un ulteriore correttore, in modo che la luce blu passi attraverso uno stesso spessore di vetro, come le luci rossa e verde. Talvolta lo strato dicroico dello specchio è esso stesso impastato nel vetro per assicurare l'eguaglianza fra i raggi trasmessi e quelli riflessi. Per azionare tutti questi specchi e filtri, è necessario un sistema ottico ausiliario. L'immagine reale prodotta dall'obiettivo viene addotta al mosaico del tubo da presa per mezzo di un sistema di lenti ausiliario avente ingrandimento unitario. Per raccogliere la massima quantità possibile di luce, viene montato un tamburo di lenti fungenti da condensatori luminosi nel piano dell'immagine reale prodotta dalle lenti degli obiettivi. Il tamburo delle lenti condensatrici ruota con la lente dell'obiettivo, ma soltanto il tamburo delle lenti dell'obiettivo si muove longitudinalmente per la focalizzazione. Il diaframma a iride è montato nel sistema ausiliario di lenti ed è telecomandato. Le temperature dei tre orticonoscopi a immagine sono mantenute entro 30 e 50° C. I livelli di illuminazione degli studi di ripresa sono normalmente variabili fra 400 e 1000 foot-lambert, ossia molte volte superiori al comune livello per TV bianco-nero.

Fig. 2 - Dissimmetria provocata dagli specchi dicroici. Le placchette di correzione dell'astigmatismo, vengono disposte girate di 90° dagli specchi dicroici intorno all'asse ottico. *a*) sezione orizzontale dello specchio dicroico; *b*) sezione verticale dello specchio dicroico.

1. - TELECAMERA A COLORI EQUIPAGGIATA CON VIDICON

La fig. 3 è lo schema di principio di una telecamera a colori inglese della E.M.I., equipaggiata coi piccoli tubi vidicon. Il sistema ottico è nuovo, infatti ciascun vidicon ha la sua propria lente obiettivo a piccolo angolo (9°).
Gli specchi dicroici e riflettenti sono posti davanti agli obiettivi; lo stretto angolo di campo mantiene quasi costante l'angolo di incidenza sopra gli specchi dicroici, evitando gli errori di astigmatismo. Le lenti del tamburo sono coppie speciali corrette per il colore, e che convertono l'angolo visuale o a 6°, o a 18°, o a 29°.

Fig. 1 - Disegno schematico di principio di una telecamera a colori della R.C.A.

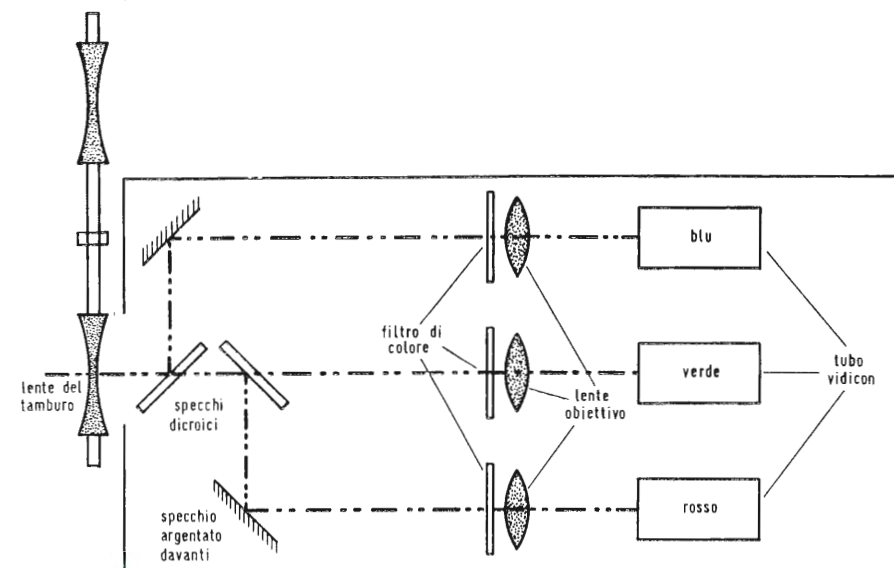



Fig. 3 - Disegno schematico di principio di una telecamera a colori provvista di Vidicon, della E.M.I.

2. - TELECAMERE CON DUE TUBI, O CON UNICO TUBO DA PRESA

Si è pensato di realizzare telecamere con un solo tubo, provviste di una striscia di filtri colorati sul mosaico, analogamente alla struttura dello schermo fluorescente di un tubo di riproduzione tipo « Apple ». Altro principio è quello di equipaggiare le telecamere con due tubi da presa; il primo tubo genera un'immagine bianco-nera di alta definizione, mentre il secondo tubo è provvisto di una griglia di colore e fornisce un'immagine colorata di bassa definizione. Tuttavia finora risultano di uso pratico solo le telecamere coi tre tubi.

3. - CIRCUITI DELLE TELECAMERE

Il mirino elettronico delle telecamere a colori è normalmente un piccolo cinescopio monocromo, che accetta o il segnale di uscita verde, o il segnale di luminanza.
I circuiti amplificatori delle telecamere sono nel complesso di tipo normale nella loro struttura, ma devono necessariamente essere triplicati. Speciali forme d'onda di correzione possono essere aggiunte ai segnali di scansione di uno o di due dei tubi da presa per facilitare la registrazione delle tre immagini. La compensazione dell'errore di apertura, la correzione delle interferenze se necessaria, l'inserzione degli spegnimenti e la correzione del gamma, si possono ottenere come nella pratica della TV monocroma, ma si devono sempre elaborare in modo uguale i tre segnali.
Particolare cura deve essere presa che i tre canali non si mascherino tra loro.
La tensione di uscita normalizzata è 0,7 V punta-punta ai capi di 75 Ω per il rosso, il verde e il blu, ovvero è 1 V punta-punta se si aggiungono gli impulsi di sincronismo.

4. - CODIFICATORE DEL COLORE

In questo tipo di apparecchiature da studio si usa un unico tubo da presa con un disco rotante per ottenere un segnale di colore sequenziale di campo (quadro).
Il segnale sequenziale viene poi convertito secondo lo standard in un segnale simultaneo per la trasmissione (v. fig. 4). Questo tipo di presa è stato definito simulsequenziale. Il segnale sequenziale di campo non è necessario che sia conforme alla larghezza di banda degli standard di trasmissione e quindi molte obiezioni mosse al sistema sequenziale di campo possono essere annullate. La telecamera da presa lavora a frequenza tripla di quella di campo (verticale di quadro), con frequenza tripla di quella di scansione orizzontale di riga, per cui nei circuiti della telecamera occorre una larghezza di banda tripla. I risultanti

segnali rosso, verde e blu vengono separati e rappresentati su separati tubi riproduttori monitori. Questi tubi monitori sono in bianco-nero ed hanno un tempo di persistenza relativamente lungo; ciascun monitore è visto da una camera separata funzionante secondo gli standard di trasmissione simultanei.

La combinazione dei fosfori a lunga persistenza e il principio dell'accumulo nei tubi delle telecamere convertitrici (generalmente si tratta di tubi C.P.S. Emitron) permette di leggere l'informazione generata in un campo del cromacodificatore ad alta velocità di ripetizione, ad una velocità inferiore di campo simultaneo. Allora per lo standard europeo con frequenza di quadro 50 Hz, il cromacodificatore deve fornire un'immagine rossa completa analizzata in 1/150 di secondo, ad ogni cinquantesimo di secondo. Questo quadro rosso viene successivamente analizzato dalla telecamera convertitrice in un cinquantesimo di secondo, mentre le altre due telecamere convertitrici analizzano ciascuna il proprio quadro.

5. - ANALIZZATORI DI FILM A COLORI

Sono essenzialmente simili agli analizzatori di film bianco-nero, per ciò che riguarda i metodi impiegati per adattare l'apparato scandente ad un quadro fisso di film. Il film può essere animato da un moto continuo; si usa un dispositivo ottico per mantenere un'immagine proiettata di un quadro costantemente nella porta dell'analizzatore. Il lungo tempo di trascinamento in basso richiesto, può essere neutralizzato solo illuminando il quadro del film per una frazione del periodo di campo e usando un tubo del tipo ad accumulo per la telecamera. I dispositivi di visione di controllo della telecamera sono simili ai dispositivi separatori del fascio luminoso, usati nelle telecamere a colori. Per analizzatori di tipo flying-spot, che non hanno accumulo, l'immagine del film deve essere mantenuta fissa durante l'intero processo di scansione. Un'immagine molto brillante del reticolo di un tubo a raggi catodici, non modulato, viene messa a fuoco sul quadro del film; la luce passante attraverso il film viene raccolta da un sistema condensatore di lenti e successivamente suddivisa nei raggi rosso, verde e blu mediante un dispositivo di specchi dicroici e di filtri. Ciascun fascio luminoso viene focalizzato su una fotocellula, che trasforma la luce in un segnale elettrico. Poichè il fosforo del tubo a raggi catodici, che genera il reticolo originale, ha una persistenza apprezzabile, bisogna operare una correzione del tempo di caduta in ognuno dei tre amplificatori delle fotocellule.

6. - REQUISITI COLORIMETRICI

I sistemi di TVC sono elaborati, per quanto possibile, in modo da riprodurre fedelmente le proprietà colorimetriche della scena originale. L'analisi cromatica effettuata dalla telecamera deve perciò essere messa in relazione ai primari, che vengono usati nel ricevitore.

Questi primari e il bianco di riferimento determinano le curve relative di risposta spettrale, che devono avere le telecamere rossa, verde e blu.

La risposta al colore di un canale della telecamera è la risposta complessiva del sistema ottico, degli specchi dicroici, dei filtri di gelatina correttori di colori e del mosaico del tubo da presa. Le risposte tipiche dei mosaici sono visibili in fig. 5 per i tubi da presa vidicon e orticonoscopio a immagine. Le risposte totali risultanti devono avere le stesse forme delle curve di miscelazione dei colori rosso, verde e blu, per i primari del ricevitore.

Se l'ingresso alla telecamera è una radiazione spettralmente pura, di lunghezza d'onda λ, il ricevitore riproduce questo colore, se le uscite dalla camera sono proporzionali alle ordinate delle curve di miscelazione dei colori per la lunghezza d'onda λ. Per colori non spettrali, i mosaici della camera, in realtà, integrano il prodotto della distribuzione di energia nella luce riflessa entro la camera, per la trasmissione di quel colore attraverso i filtri colorati della camera, entro lo spettro visibile.

$$\int_{380}^{780} rE(\lambda)d\lambda = R.$$

In tal modo il segnale di uscita della camera è proporzionale al valore richiesto del tristimolo.

Le curve di miscelazione dei colori per i primari adottati nei sistemi di TV e per il bianco di riferimento presentano lobi negativi assai pronunciati, che possono essere evitati impiegando più di tre tubi da presa nella camera, ma questa non è una soluzione pratica. È stato consigliato che le risposte spettrali della camera debbano seguire le curve di mescolazione dei colori della C.I.E., che non hanno lobi negativi, e le uscite della camera matrizzate da X, Y, Z per dare le richieste uscite R, V, B. Tale matrizzazione comporta un cattivo rapporto segnale/disturbo.

La pratica attualmente seguita è di adattare le caratteristiche di risposta della telecamera alle parti positive delle curve di miscelazione dei colori, con qualche compensazione dei fianchi delle curve di risposta per tener conto della perdita dei lobi negativi come in fig. 6. Le curve della camera riportate in fig. 6 e le curve di miscelazione dei colori presuppongono che l'illuminazione della scena sia il bianco di uguale energia. In linea di principio, i filtri dovrebbero essere modificati per altri generi di illuminazione, in modo che gli effetti combinati delle distribuzioni spettrali della luce e delle risposte dei mosaici della camera, dei filtri, degli specchi dicroici ecc., diano per risultato le curve di fig. 6.

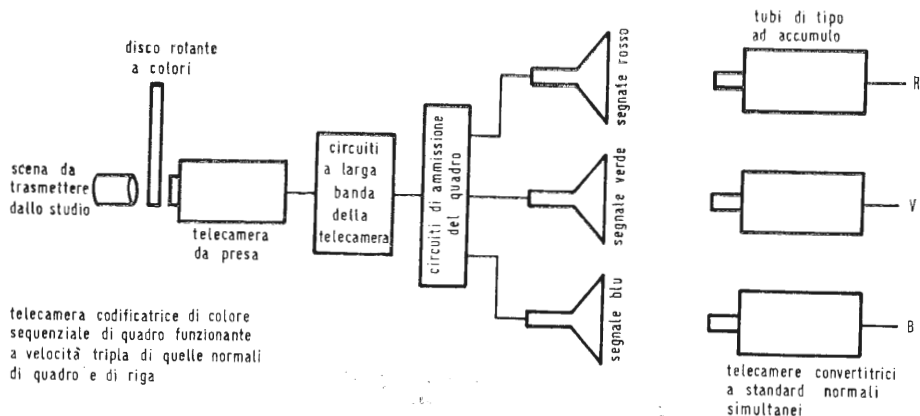



Fig. 4 - Disposizione del codificatore del colore di telecamere e di tubi convertitori.

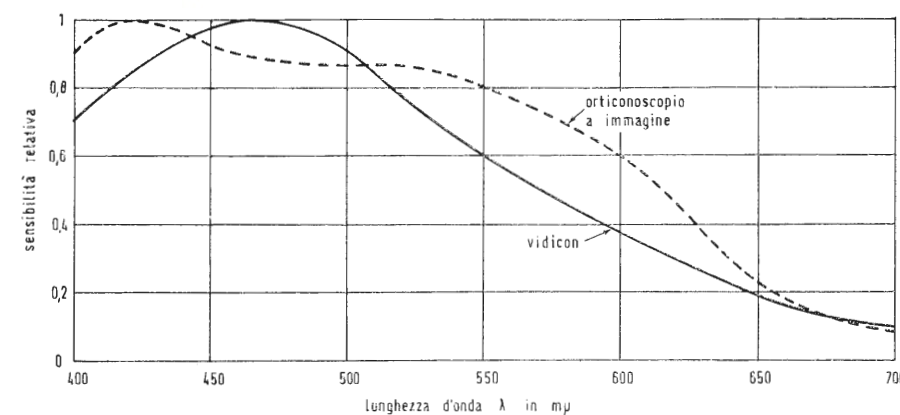



Fig. 5 - Curve di risposta spettrale di due tipici tubi da presa a colori. L'illuminazione è il bianco di uguale energia.

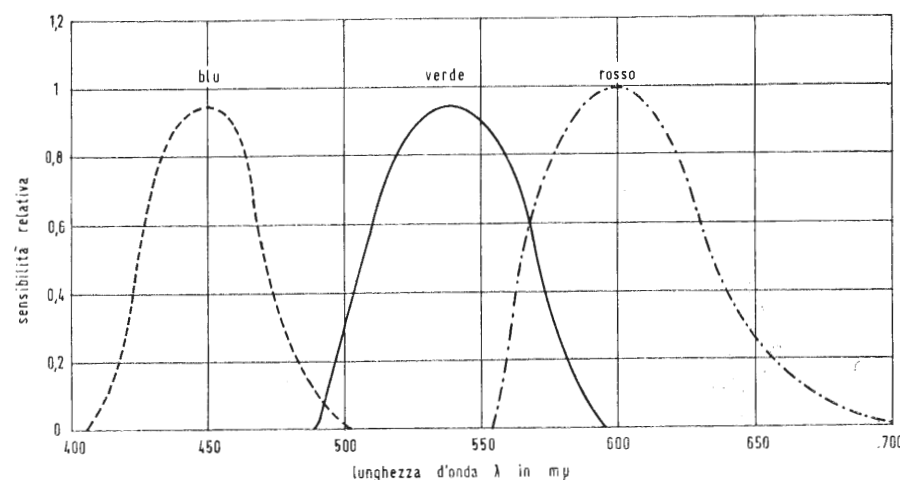



Fig. 6 - Curve di risposta pratiche della telecamera da presa.

7. - MASCHERATURA ELETTRONICA

I film a colori hanno alcuni errori residui di colore, di natura sistematica, che sorgono da imperfezioni della grana usata. Questi errori equivalgono ad una sorta di diafotia fra i segnali rosso, verde e blu e possono essere parzialmente corretti in trasmissione introducendo un'interferenza di cancellazione fra i tre segnali dei colori. Gli errori dei film hanno una variazione logaritmica con la luminosità, ma la correzione operata nel trasmettitore è basata su segnali non lineari, e quindi è efficiente solo in parte, sebbene possa essere apportata dopo che sia stata già effettuata la correzione del gamma.

I film a colori in generale hanno un campo di contrasto maggiore di quello accettabile dal sistema di televisione e la correzione supplementare del gamma necessaria ha l'effetto di ridurre la saturazione dei colori riprodotti. Anche questo effetto di desaturazione può essere compensato. Il processo di correzione è chiamato mascheramento elettronico, per analogia col processo fotografico di mascheramento, in cui un mezzo trasparente di correzione, o maschera, è stampato col film originale. Il segnale di mascheramento elettronico prende la forma di un segnale differenza di colore, che viene sommato a ciascun segnale primario. Allora il segnale verde mascherato sarebbe

$E''_V = K_n E'_V + (K_1 E'_R + K_2 E'_V + K_3 E'_B)$.

dove $K_1 + K_2 + K_3 = 0$, per cui il segnale di correzione scompare per i grigi quando $E'_R = E'_V = E'_B$. Le costanti possono essere calcolate con misure colorimetriche sul film, ma generalmente si regolano sulla base di apprezzamenti soggettivi della risultante qualità dell'immagine. In conclusione: la telecamera a colori o l'analizzatore di film esplora la scena da trasmettere, nei suoi tre componenti di colori primari e genera un segnale elettrico proporzionale al coefficiente di distribuzione integrato del corrispondente primario del ricevitore. I segnali elettrici subiscono varie correzioni prima di essere trasmessi. Questi processi correttivi compensano le deficienze del film originale, degli apparati trasmittenti e di quelli riceventi. *(a.n.)*

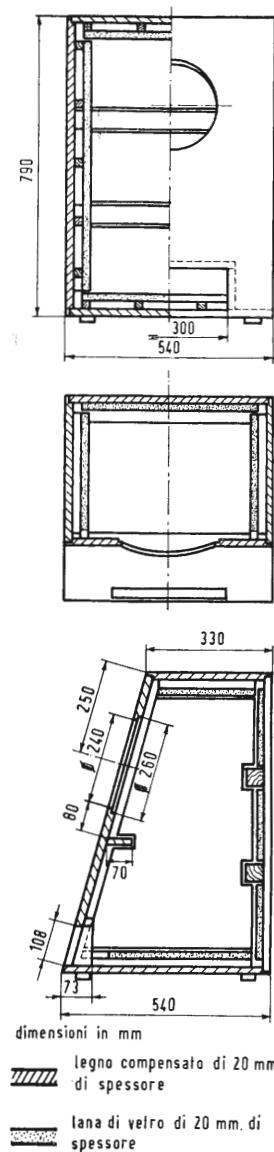



Fig. 1/0841

Fig. 2/0841

0838 - Sig. A. Anselmi - Ascoli Piceno.

D. Sono, da moltissimi anni lettore della Rivista «*l'antenna*»; da principio acquistata a numeri separati poi acquistata in abbonamento. Posseggo anche due (1° e 2°) dei tre volumi sinora editi dello «Schermario Registratori». Ma nè su essi, nè su *l'antenna* non è stato mai pubblicato lo schema elettrico e quello meccanico di un magnetofono che registri in modo continuo tutte e quattro le piste successive senza arrestarsi se non alla fine del nastro.

La Grundig costruì un simile tipo di magnetofono, ma poichè sembra che non essendovi richieste tale costruzione fu abbandonata. D'altro canto l'americana AKAI, rappresentata in Italia dalla PRODEL - Milano (Via Monfalcone 12) ha costruito e posto in vendita i mod. 44, M 7, e 345, questo mod. molto interessante, il loro sistema di registrazione a 4 piste prevede il capovolgimento della bobina ogni due piste.

Sarò molto lieto di poter quanto prima leggere nella rubrica «A colloquio con i lettori» quanto sopra richiesto.

R. Abbiamo ricercato a lungo un registratore che presentasse il requisito da Lei richiesto, ma il risultato è stato negativo. Neppure nella vastissima gamma dei magnetofoni e guida nastro della Bell si trova ciò ch'Ella desidera. La necessità della registrazione a 4 piste consecutive senza interruzione non è sentita perchè con le bobine da 18 cm ⦰, a bassa velocità, sfruttando 2 piste senza bisogno di capovolgere le bobine e con nastri a lunga durata si ottengono diverse ore di registrazione continua, durata ben superiore a quella di un qualsiasi programma. Anni fa la Soc. FILSO costruì un registratore a filo composto dall'abbinamento di 2 registratori, così congegnato che quando la bobina di un registratore arrivava alla fine, automaticamente partiva il 2° e viceversa; sostituendo una nuova bobina su un registratore, mentre l'altro era in funzione, si poteva ottenere una durata di registrazione illimitata. L'apparecchio trovò impiego professionale negli ambienti dell'aeronautica e delle Forze Armate. La FILSO ha cessato da tempo la sua attività. *(a.f.)*

0839 - Sig. Galanti C. - Roma

D. Desidero costruire un buon amplificatore stereo Alta Fedeltà completamente transistorizzato, completo di preamplificatore e alimentatore. L'amplificatore deve avere le seguenti caratteristiche:

1) potenza 15 + 15 W; 2) risposta di frequenza 20-20.000 Hz; 3) rumore di fondo 78 dB.

Il preamplificatore deve avere i seguenti ingressi: cartuccia magnetica, a cristallo, registratore, microfono, filodiffusione, sintonizzatore. L'alimentatore deve essere stabilizzato, unico per tutto il complesso.

Ho notato in una vostra rivista un buon amplificatore, purtroppo i transistori sono costosi e introvabili, ma come amplificatore è dotato di tutti i pregi dei classici a valvola, Vi chiedo: sono stati pubblicati schemi che utilizzano transistori più economici? Si possono trovare ottimi schemi sui bollettini tecnici o notiziari? quali? si possono richiedere?

R. La nostra Rivista «*l'antenna*», che già da tempo pubblica schemi di amplificatori di alta fedeltà a transistori, ha iniziato col N. 5/'66 la pubblicazione di una rubrica dedicata a questi ultimi.

Le inviamo a parte il N. 6/'66 di detta rivista dove alle pagg. 269-273 sono dati gli schemi e le descrizioni dei modelli AA-14E (2 × 15 W IHF) e AA-21C (2 × 30 W) della Heathkit; riteniamo che il secondo sia più confacente al caso suo.

Le consigliamo l'amplificatore stereo a transistori «France 3030» di qualità superiore. Di esso può trovare la descrizione, lo schema elettrico e lo schema di montaggio, alle pagg. 500-509 nel N. 11 1966, della nostra rivista *l'antenna*. *(a.f.)*

0840 - Sig. Roletti G. - Albenga (Savona)

D. Oggetto amplificatore 18 + 18 watt dell'ALFAR ELETTRONIC mod. Cosmos II.

1°) Ho notato che la parte dell'amplificatore finale è diversa tra schema di montaggio e schema elettrico. Esempio: i valori degli elettrolitici, la tensione di lavoro, un collegamento errato, la sigla di un transistore, la sigla dei diodi BY 16 invece di BY 116 ecc. Vorrei sapere anche che tipo di resistenze variabile è quella da 3,3 kΩ e perchè è variabile.

È possibile sostituire i transistori TA 210 con altri più semplici o meglio con due diodi di uso corrente? Inoltre se è possibile sostituire i diodi raddrizzatori 1S1695 con due della PHILIPS e se posso sostituire i BY 116 con i BY 114.

R. 1°) Il secondo transistore è un AC 138 e non AC 141.

2°) Nello schema elettrico di fig. 1 bis a pag. 138 (n. 3/'66) il transistore T4 è segnato errato; bisogna scambiare il collettore coll'emettitore ed invertire la freccia di quest'ultimo.

3°) La resistenza variabile 3,3 kΩ deve essere segnata aj (e non ay), che significa «aggiustabile» ossia, per l'appunto, «variabile»; essa serve a regolare al valore più conveniente la polarizzazione della base di T3 e la corrente di riposo dei transistori di potenza.

4°) Il condensatore 100 µF/12 V è necessario anche se non è segnato nello schema pratico di montaggio.

5°) Le lampadine spia possono essere di valore qualsiasi (di bassa tensione), dato che è sempre possibile regolare la tensione variando la resistenza in serie; per es.: 12 V; 0,25 A con una serie 100 Ω oppure 6 V; 0,1 A con in serie 300 Ω.

Per tutte le altre sue osservazioni non possiamo altro che pregarla di rivolgersi alla Rivista «Le Haut-parleur», dal n. 1092 dalla quale abbiamo dedotto il ns. articolo; non essendo in possesso dell'amplificatore in oggetto non possiamo infatti arbitrarci a autorizzare sostituzioni di componenti e a correggere circuiti apparentemente inesatti.

0841 - Sig. Tarantino A. - Roma

D. Amplificatore 25 W de «*l'antenna*» n. 5, anno 1966.

1°) Vorrei conoscere le varie tensioni nei punti del circuito, le caratteristiche dell'alimentatore e trasformatore e, se possibile, avere uno schema alimentatore stabilizzato e non molto costoso.

2°) Ho già costruito un canale e l'ho provato con un altoparlante di 16 Ω e ho riscontrato molta distorsione e cattiva risposta in frequenza. Non ho capito bene il sistema di equalizzazione. Non so che tipo di testina Piezoelettrica si può usare.

3°) Vorrei il progetto per due Bass Reflex adatti per detto amplificatore con altoparlanti PHILIPS, e avere lo schema per una entrata supplementare per magnetofano con il controllo Monitor.

Fig. 1/0843

$$L = \frac{Z}{4{,}45 \cdot f} = \frac{8}{4{,}45 \cdot 2 \cdot 10^3} = 0{,}9\ \text{mH} \; ; \; C = \frac{1}{0{,}9 \cdot f \cdot Z} = \frac{1}{0{,}9 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 8} = 7{,}05\ \mu F$$

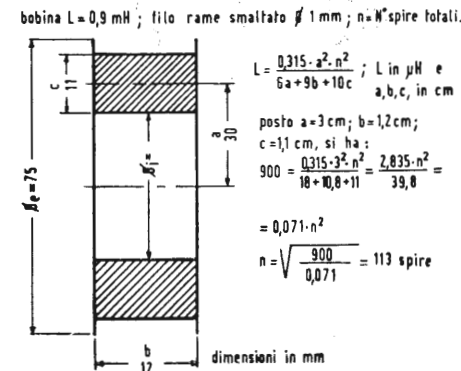
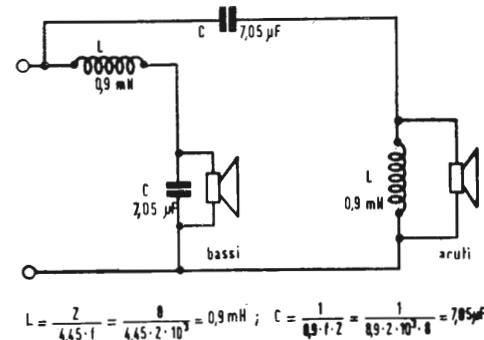



Fig. 2/0843

R. 1°) Non disponendo di un esemplare dell'amplificatore in oggetto, non possiamo effettuare le misure di tensione che Ella ci chiede. La PHILIPS indica solo la tensione —45 V di alimentazione, per ottenere la quale, fa uso di un alimentatore a ponte non stabilizzato, perché dato il valore alquanto alto della tensione e la potenza di 25 W, la stabilizzazione diverrebbe assai onerosa. Le consigliamo di leggere in proposito l'articolo «L'alimentazione degli amplificatori a tubi elettronici e a transistori» (*l'antenna* N. 6, 1965, pagg. 279-281).

2°) L'impedenza dell'altoparlante deve essere 7 Ω e non 16 Ω. Ciò è già sufficiente a spiegare il cattivo funzionamento dell'amplificatore, infatti i transistori di potenza sono molto sensibili alle variazioni del carico. Circa le curve di equalizzazione, la spiegazione è riportata nell'appendice a pag. 229 dello stesso n. 5/'66, che La preghiamo di rileggere.

Le alleghiamo lo schizzo del mobile bass-reflex per l'altoparlante Philips 9762M, 20 W, ⦰ 30 cm, 7 Ω, con conetto. L'entrata per il monitore nastro può farsi sulla base del secondo AC125 come indica lo schizzo allegato.

Occorre naturalmente che il commutatore abbia una posizione in più dedicata al monitore.

Qualunque capsula prezoelettrica può essere usata, purchè di buona qualità. *(a.f.)*

0842 - Sig. Pizzigoni M. - Milano

D. Ho realizzato il generatore sinusoidale, il cui schema è apparso sul N. 12 de «*l'antenna*» del dicembre 1964 a pag. 544, e mi accade questo:

Regolando la controreazione a mezzo del potenziometro da 100 Ω inserito sull'emettitore del terzo transistore, il generatore oscilla solo su una determinata posizione del cursore, mentre spostandolo da questa posizione privilegiata sullo schermo dell'oscilloscopio appaiono strani segnali come tanti picchi vicini di diversa altezza. Quando oscilla sulla suddetta posizione privilegiata, genera onde perfettamente quadre e non sinusoidali.

Come ultima cosa regolando, tramite il potenziometro da 200 Ω inserito sul collettore del transistor numero 3, l'ampiezza dell'uscita, questa non si annulla mai.

R. Nello schema da noi pubblicato nel N. 12 del '64 pag. 545 de «*l'antenna*», manca una resistenza da 1 kΩ fra l'emettitore del 1° transistore e la lampadina (nello schema suddetto vi è collegamento diretto fra questi due componenti).

Il resto del circuito corrisponde perfettamente alla schema originale pubblicato a pag. 505 della rivista «Funkschau» V. 18, A. 1963, per l'articolo di Hans Keller e fedelmente tradotto dall'Ing. G. BALDAN. *(a.f.)*

0843 - Sig. Floriani M. - Roma

D. I) Dati per filtro di taglio a 2000 Hz. II) Procedimento per calcolare questi filtri BF.

III) Dove rivolgersi per avere il braccio fonografico SME (la LARIR ne è sprovvista).

R. I) e II) Filtro di incrocio per altoparlanti impedenza 8 Ω; frequenza di incrocio $f = 2000$ Hz; attenuazione 12 dB/ottava.

L'avvolgimento della bobina avviene in questo modo: N. 10 strati di 11 spire + N. 1 strato di 3 spire. Interporre uno strato di carta velina ogni 3 strati di spire; fasciare con lateroide spessore 0,2 o 0,25 mm. Avvolgere su mandrino diametro interno ⌀i = 49 mm; applicare flange ⌀e 75 mm; materiale del rocchetto legno o bakelite spessore 1,5 mm minimo.

III) Il braccio SME 3012 è reperibile presso la ditta ZENITH di Gianni BAUMBERGER (Via Privata Perugia, 8 - Milano) al prezzo di L. 89.000.

Le consigliamo di rivolgersi anche alla WINDSOR ELECTRONIC a Roma, Via Nazionale 230; un tempo tale ditta trattava il braccio SME.

IV) Ecco il nuovo indirizzo della ditta G. PANSIER, rappresentanze, Milano - Corso Lodi 47 - telef. 589.036. *(a.f.)*

0844 - Sig. Bianchi W. - Castelceriolo (Alessandria)

D. Mi occorre costruire un preamplificatore a transistore per testina di lettura di un registratore e nastro, mi occorrebbe uno schema e sapere dove posso trovare i transistori e anche l'indirizzo o il rappresentante dei transistori della General Electric.

R. Le inviamo uno schema elettrico di un preamplificatore a transistori adatto al suo caso. Il transistore AC107 ivi usato è Philips quindi facilmente reperibile presso i rivenditori di materiale Philips.

I transistori G.E. sono reperibili presso la G.B.C. Milano - Via Giovio 15, oppure Via Petrella 6. Infine può rivolgersi alla C.G.E. Milano - Via Stilicone, 16. *(a.f.)*

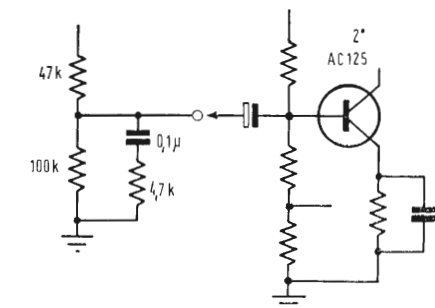
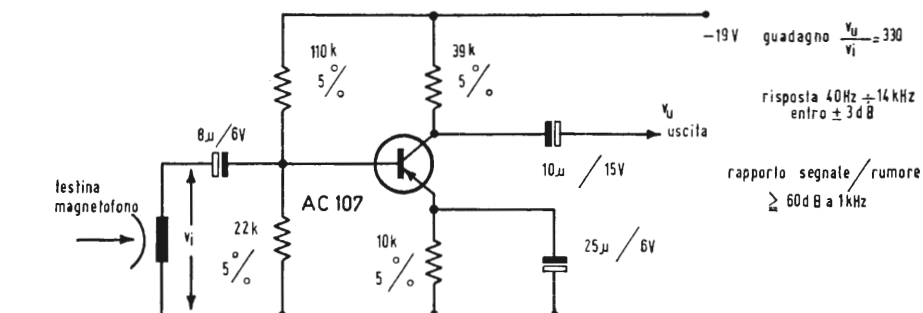
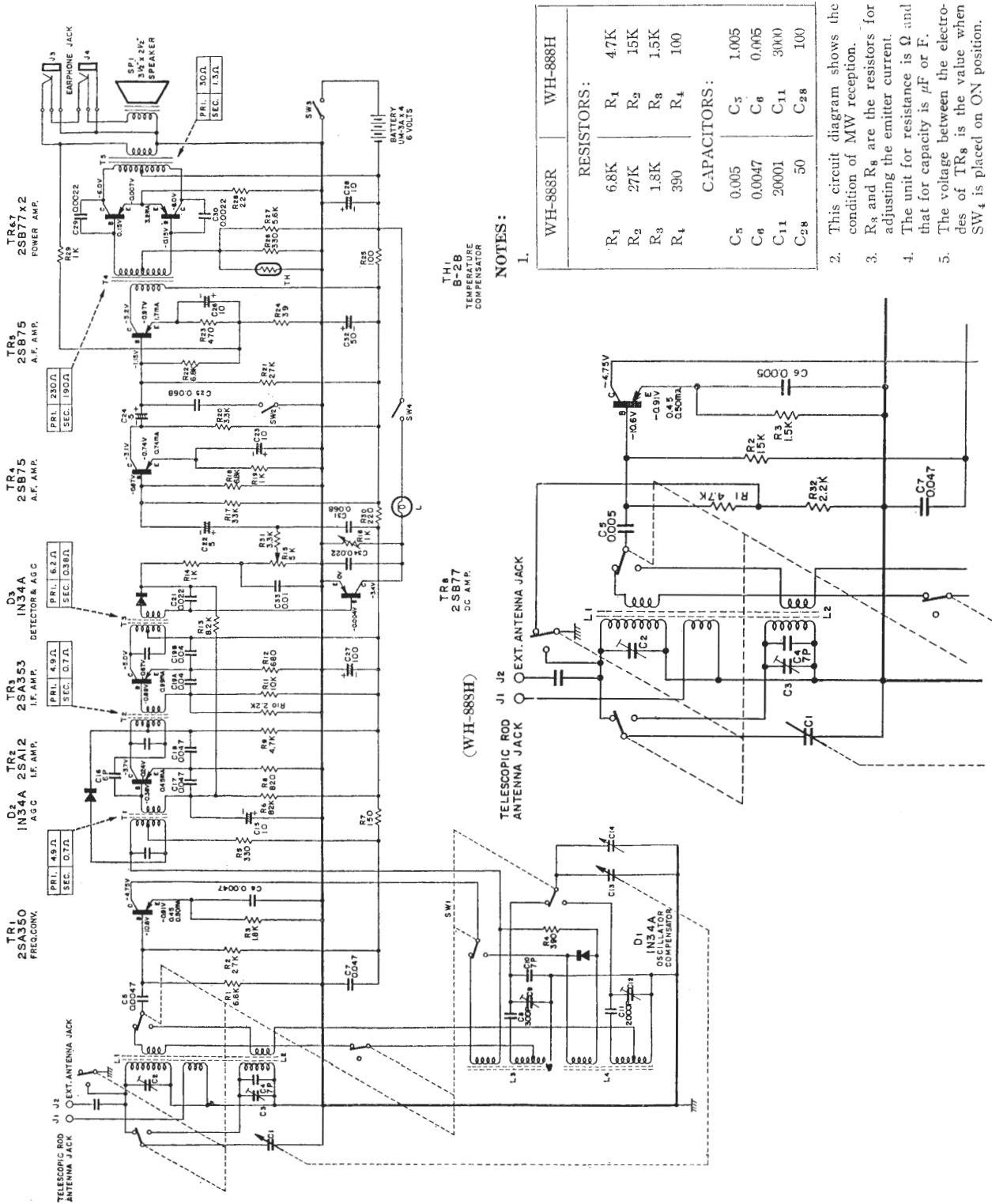



Fig. 1/0844

NOTES:

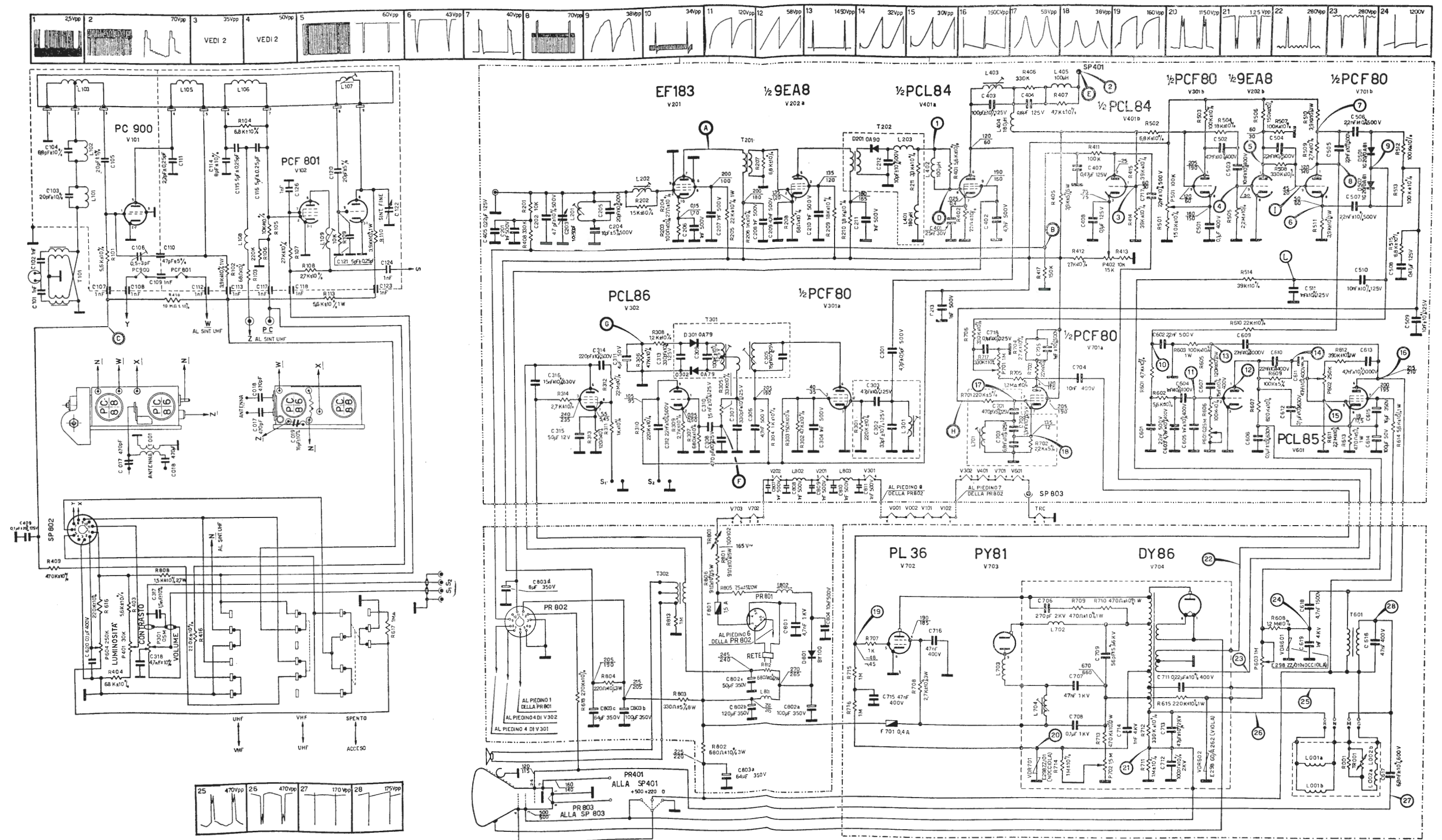
1.

WH-888R		WH-888H	
RESISTORS:			
R_1	6.8K	R_1	4.7K
R_2	27K	R_2	15K
R_3	1.8K	R_3	1.5K
R_4	390	R_4	100
CAPACITORS:			
C_5	0.005	C_5	1.005
C_6	0.0047	C_6	0.005
C_{11}	20001	C_{11}	3000
C_{28}	50	C_{28}	100

2. This circuit diagram shows the condition of MW reception.
3. R_3 and R_8 are the resistors for adjusting the emitter current.
4. The unit for resistance is Ω and that for capacity is μF or F.
5. The voltage between the electrodes of TR_8 is the value when SW_4 is placed on ON position.

Schema elettrico del radioricevitore a transistor HITACHI mod. WH 888 R-WH 888 H

archivio schemi

TELEVISORE AUTOVOX

Mod. 565 - 765 - 865

Schema elettrico del ricevitore di TV AUTOVOX mod. 565 - 765 - 865

TELEVISORE

AUTOVOX

Mod. 565 - 765 - 865

LEADER TEST INSTRUMENTS

Mod. LAG - 66

GENERATORE DI BASSA FREQUENZA A SEGNALI SINUSOIDALI E QUADRI

Il Generatore Leader LAG-55 è uno strumento indispensabile nel campo della Bassa Frequenza. Per consentire una grande varietà di prove, esso fornisce segnali di tre tipi diversi: ad onde sinusoidali, ad onde quadre, e forme d'onda complesse. L'ampia gamma di frequenze e la costanza del livello di uscita sono caratteristiche che lo distinguono. I segnali ad onda complessa vengono usati per le prove di distorsione per intermodulazione, con l'aiuto del filtro passa-alto incorporato, e di un oscilloscopio esterno.

CARATTERISTICHE

GAMMA DI FREQUENZE	Da 20 a 200.000 Hz, in quattro gamme con rapporto 10 : 1
PRECISIONE DI FREQUENZA	Entro il 2% o entro 2 Hz
USCITA ONDE SINUSOIDALI	Da 20 a 200.000 Hz, con livello costante entro 0,5 dB al di sotto di 100 kHz; uscita 5 V eff. al di sotto di 100 kHz
SEGNALI AD ONDA QUADRA	Da 20 a 200.000 Hz: uscita 10 V p-p
USCITA AD ONDE COMPLESSE	Al di sopra di 5.000 Hz, combinati con la frequenza di rete. Rapporto di ampiezza 4 : 1 (basso verso alto): uscita 10 V p-p
VALVOLE USATE	1-6AV6 2-6AR5 1-12AT7 1-6X4
ALIMENTAZIONE	C.A. 50 Hz: 100, 115 o 230 V come precisato: circa 28 VA
DIMENSIONI E PESO	cm 32 x 21,5 x 17; 5,5 kg

Mod. LAG - 55

GENERATORE DI BASSA FREQUENZA

Questo strumento è un generatore di nuova concezione. La gamma compresa tra 11 a 110.000 Hz è suddivisa in quattro decadi. Ciascuna decade consiste in 10 scatti, ed in un regolatore a 5 frequenze. La frequenza del segnale prodotto viene letta sulla scala calibrata dello strumento. La tensione di uscita viene determinata mediante la lettura dello strumento, e mediante la posizione dell'attenuatore. Il voltmetro è provvisto di scale supplementari tarate in decibel, con riferimento 0 dB = 1 V, con gamma compresa tra — 60 dB e + 20 dB, oppure tra 1 mV e 10 V, in modo da permettere una facile lettura del livello. Questa prerogativa è assai vantaggiosa per eseguire la valutazione delle caratteristiche di amplificatori e di filtri. Il misuratore di frequenza funziona da 10 a 110.00 Hz, in quattro gamme, e può essere usato indipendentemente con il collegamento ad una sorgente, esterna, per la determinazione della frequenza di altri segnali.

CARATTERISTICHE

GENERATORE	
Gamma di frequenze	Da 11 a 110.000 Hz in 4 gamme
Tensione di uscita	Su 600 ohm: da 0 ad 1 V in 7 portate Su 10 kohm: da 0 a 10 V in due portate
Distorsione	Inferiore a 0.3% fino a 20.000 Hz
MISURATORE DI FREQUENZA	
Gamma	Da 10 a 110.000 Hz, in 4 portate
Tensione di Ingresso	Da 3 a 300 V eff.
Forma d'onda di Ingresso	Sinusoidale o quadra
Precisione	± 1,5% fondo scala: da 10 a 11.00 Hz ± 3,5% fondo scala: da 10 a 110 kHz
VALVOLE USATE	2-6AU6 1-6CL6 1-AQ5 1-6AL5 1-6X4 - 1-0A2
ALIMENTAZIONE	C.A. 50 Hz; 100, 115 o 230 V come precisato, circa 70 VA
DIMENSIONI E PESO	cm 36x 26,5 x 19; 8,5 kg

TV FM RADIO & AUDIO

AGENTI GENERALI PER L'ITALIA

LARIR International s.p.a.

VIALE PREMUDA N. 38/A - MILANO - TELEFONI N. 79 57 62 · 79 57 63 · 78 07 30